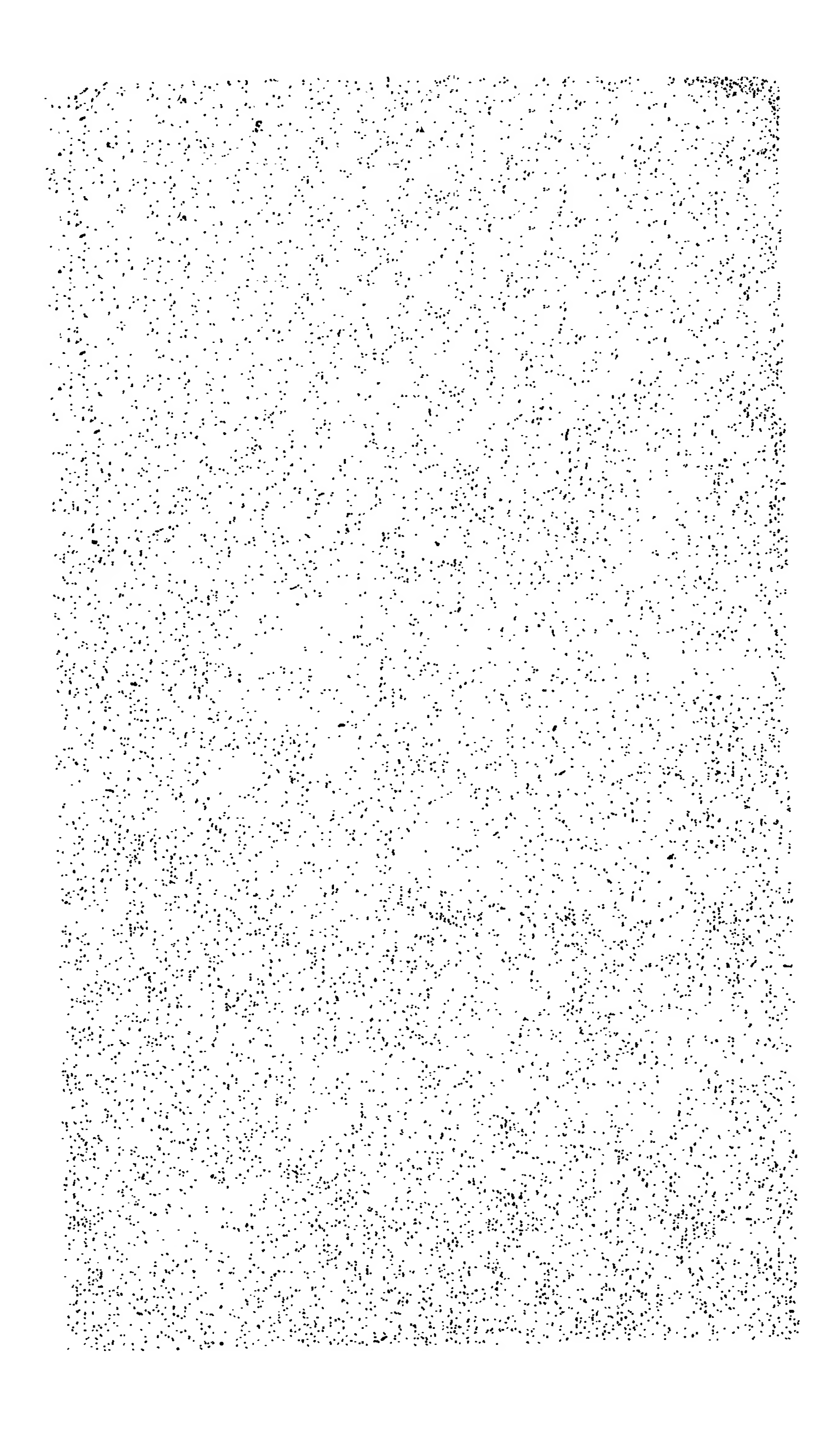
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ



31.264.5
П 53
УДК 621.314.632

Авторы: Е. И. Беркович, В. Н. Ковалев, Ф. И. Ковалев, В. Д. Кочетков, С. С. Крылов, Б. Д. Курносов, Г. П. Мосткова, В. В. Пырков, А. А. Сакович, А. И. Толкачев

П 53 **Полупроводниковые** выпрямители/ Беркович Е. И., Ковалев В. Н., Ковалев Ф. И. и др.; Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. — 2-е, изд., переработ. М.: Энергия, 1978 — 448 с., ил.

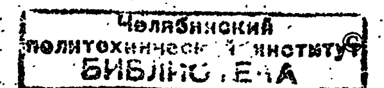
Авт. указ. на обороте т. л.

Книга посвящена мощным полупроводниковым выпрямителям. Рассматриваются наиболее перспективные типы схем, приводятся расчетные соотношения для рабочих характеристик и энергетических показателей. Приводится анализ работы схем в нормальных и аварийных режимах. Описываются свойства и эксплуатационные характеристики современных полупроводниковых диодов и тиристоров, а также системы управления, регулирования и защиты. Приведено описание конкретных выпрямительных установок для наиболее важных областей применения.

Книга предназначена для специалистов, работающих в области эксплуатации и проектирования выпрямительных устройств, и может быть полезна студентам высших и средних технических учебных заведений соответствующей специальности.

П $\frac{30307\text{-}133}{051(01)\text{-}78}$ 78-78

31.264.5
6П2.1.082



ПРЕДИСЛОВИЕ

Полупроводниковые выпрямительные агрегаты нашли широкое применение в различных областях промышленности, на железнодорожном транспорте, судах, самолетах и т. д. Они используются для питания процессов электролиза в цветной металлургии и химической промышленности; для питания системы электропривода постоянного тока различного назначения и мощности; для возбуждения крупных электрических генераторов; для тяговых подстанций и магистральных электровозов переменного тока и для удовлетворения многих других потребностей народного хозяйства.

Авторы ставили своей целью на основе имеющихся разработок, обобщения литературных источников и промышленного опыта осветить в данной книге комплекс основных задач, возникающих при разработке мощных выпрямителей на полупроводниковых вентилях, и описать ряд полупроводниковых выпрямительных установок различного назначения, освоенных и выпускаемых отечественными заводами.

В книге приводятся основные сведения по теории преобразования. Это позволит читателю, не обращаясь к другим источникам, разобраться в существе протекающих в выпрямителях процессов и иметь все основные соотношения, необходимые для расчета и проектирования различных выпрямительных установок.

В гл. 1 приводятся краткие сведения о полупроводниковых вентилях, их свойствах, параметрах и характеристиках.

В гл. 2—3 излагаются основные положения теории и расчета мощных выпрямителей: рассматриваются принцип действия, расчетные соотношения, внешние характеристики, энергетические показатели для различных схем выпрямления, наиболее перспективных при использовании полупроводниковых вентилей.

Глава 4 посвящена системам управления и автоматического регулирования.

Главы 5—7 — аварийным режимам выпрямителей, защите установок от сверхтоков и перенапряжений.

В гл. 8 рассматриваются конкретные выпрямительные установки различного назначения с точки зрения особенностей их работы, характеристик, параметров, конструкций и охлаждения.

Глава 1 написана инж. В. В. Пырковым и канд. техн. наук Ф. И. Ковалевым, гл. 2 и 3 — инж. В. В. Пырковым и канд. техн. наук Г. П. Мостковой (§ 2-11 написан канд. техн. наук В. Д. Кочетковым); гл. 4 — канд. техн. наук А. И. Толкачевым, канд. техн. наук В. Н. Ковалевым, гл. 5—6 — канд. техн. наук С. С. Крыловым; гл. 7 — канд. техн. наук А. А. Саковичем, гл. 8 — канд. техн. наук Е. И. Берковичем, инж. Б. Д. Курносовым и канд. техн. наук В. Н. Ковалевым.

При описании конкретных преобразователей использованы данные разработок, исследований и испытаний, проведенных в ВЭИ имени Ленина, ВНИИэлектропривод, ПО «Преобразователь», на заводе «Электровыпрямитель», ТЭЗ им. М. И. Калинина и других предприятиях.

Все пожелания и замечания по данной работе будут приняты авторами с благодарностью.

Ф. И. Ковалев

Г. П. Мосткова

ВВЕДЕНИЕ

Производство и распределение электрической энергии в основном осуществляются на переменном токе. В то же время из всей вырабатываемой электрическими станциями Советского Союза электроэнергии более 25% потребляется в виде постоянного тока. Это связано с тем, что часть потребителей может работать только на постоянном токе. Другая часть потребителей имеет на постоянном токе лучшие характеристики и параметры.

Для преобразования переменного тока в постоянный в настоящее время почти исключительно применяются полупроводниковые преобразователи электрической энергии — выпрямители.

Значительный прогресс в преобразовательной технике связан с созданием силовых полупроводниковых вентилей. Высокие электрические параметры, малые габариты и масса, простота конструкции и обслуживания, высокая эксплуатационная надежность полупроводниковых вентилей позволяют широко использовать их в схемах преобразования переменного тока в постоянный.

Силовые кремниевые диоды и тиристоры отечественного производства обеспечивают параметры по току 10—1250 А и напряжению до единиц киловольт.

Рабочие параметры вентилей остаются стабильными при температурах до 125—140°С.

Отечественная промышленность освоила выпуск серий кремниевых диодов, обычных и с контролируемым лавинообразованием и тиристоров различного целевого назначения (общепромышленных, высоковольтных, высокочастотных). Выпускаются также силовые кремниевые стабилитроны и двусторонние ограничители напряжения.

Освоение промышленного выпуска кремниевых диодов и тиристоров позволило создать серии выпрямительных агрегатов с регулируемыми и стабилизированными

выходными параметрами для различных отраслей народного хозяйства.

Выпускаются мощные выпрямительные агрегаты для металлургической и химической промышленности.

Кремниевые выпрямительные агрегаты успешно эксплуатируются в тяжелых условиях магистральных электровозов и на тяговых подстанциях. При этом оказывается целесообразной не только комплектация кремниевыми выпрямителями вновь строящихся подстанций, но и замена ртутных вентилей на ранее выпущенных электровозах и подстанциях. Экономия при эксплуатации полупроводниковых агрегатов быстро окупает произведенные дополнительные расходы.

Возможности преобразователей существенно расширяются с разработкой и использованием тиристоров. Тиристорные выпрямители обеспечивают глубокое изменение выходных параметров в любом требуемом диапазоне; обладают высоким быстродействием и точностью автоматического регулирования; позволяют переводить преобразователь в инверторный режим и тем самым обеспечивать рекуперацию электроэнергии в сеть.

Указанные качества тиристорных преобразователей делают их весьма перспективными устройствами для питания систем электроприводов постоянного тока с плавным регулированием частоты вращения в широком диапазоне, для возбуждения крупных электрических генераторов и других целей.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Применяемые в преобразовательной технике полупроводниковые вентили подразделяются на две основные группы: диоды (неуправляемые вентили) и тиристоры (управляемые вентили).

Процессы, происходящие в полупроводниковых вентилях, определяются явлениями, возникающими на границе раздела полупроводников с различными типами электропроводности — дырочной и электронной [Л. 1—3].

Созданный тем или иным способом контакт полупроводника, обладающего дырочной электропроводностью (*p*-тип), и полупроводника с электронной электропроводностью (*n*-тип) образует структуру так называемого электронно-дырочного перехода (*p-n*-перехода). При одной полярности приложенного напряжения электронно-дырочный переход обладает значительно меньшим сопротивлением, чем при обратной полярности. Это свойство *p-n*-перехода и положено в основу создания неуправляемых полупроводниковых вентилей [Л. 6].

Используя сложные полупроводниковые структуры, состоящие из комбинации нескольких взаимодействующих между собой *p-n*-переходов, можно создать вентили, процессами включения и выключения которых можно управлять, т. е. управляемые вентили [Л. 3, 5—8].

В связи с тем, что области применения полупроводниковых вентилей чрезвычайно широки и многообразны, разработаны и выпускаются вентили различного целевого назначения: общепромышленные высоковольтные, высокочастотные, импульсные и т. д.

В настоящее время для изготовления силовых полупроводниковых вентилей в качестве полупроводникового материала в основном используется кремний[1].

1-1. ДИОДЫ

Основным рабочим элементом диода (неуправляемого полупроводникового вентиля) служит вырезанный из монокристалла кремния тонкий диск, где формируется *p-n*-переход. Сам кремниевый диск припаивается к одному или двум термокомпенсаторам, образуя тем самым конструкцию вентильного элемента, которая в свою очередь пайкой или нажимным контактом соединяется с корпусом и выводами прибора. Герметичный корпус

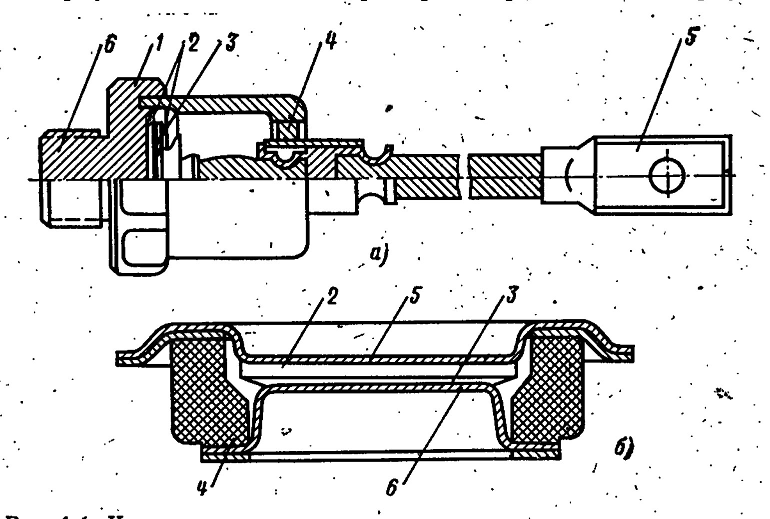


Рис. 1-1. Конструкция силового диода.

а — штыревой тип; *б* — таблеточный тип; *1* — основание вентиля; *2* — термокомпенсатор; *3* — кремниевая шайба; *4* — изолятор; *5* — анодный вывод; *6* — катодный вывод.

обеспечивает механическую защиту вентильного элемента, а также осуществляет электрическую изоляцию анодного и катодного выводов. На рис. 1-1,*а*, *б* в качестве примера показан разрез неуправляемых кремние-

[1] В стадии экспериментальных разработок находятся приборы на основе других типов полупроводников. В виде примера можно упомянуть приборы на основе фосфида индия, арсенида галлия и фосфида галлия [Л. 6]. Некоторые из этих вентилей имеют очень высокую рабочую температуру *p-n*-перехода (400—1000°С).

вых вентилей двух типов: штыревой конструкции и таблеточной.

Вольт-амперные характеристики диодов. Диод как элемент электрической цепи при работе в области низких частот представляет собой нелинейное несимметричное активное сопротивление, которое зависит от приложенного к диоду напряжения и его полярности.

Направление, в котором диод имеет малое сопротивление, называется прямым или проводящим, противоположное направление с большим сопротивлением называется обратным или запирающим. Соответственно ток, протекающий через диод, в зависимости от полярности приложенного напряжения называется прямым или обратным. Одной из важных характеристик полупроводникового вентиля является зависимость протекающего через вентиль тока $i_в$ от приложенного напряжения $u_в$ (вольт-амперная характеристика[1]). На рис. 1-2,*а—в* приведены условное обозначение диода, схема его полупроводниковой структуры и типичная вольт-амперная характеристика. Анод и катод вентиля помечены на рис. 1-2,*а* и *б* буквами *А* и *К*.

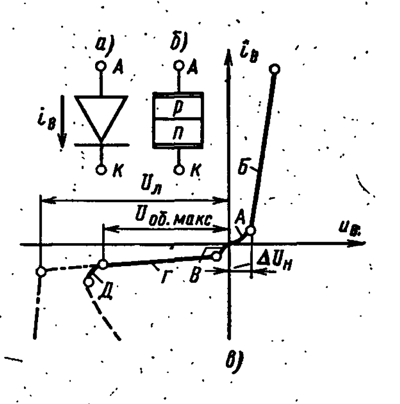


Рис. 1-2. Полупроводниковый диод.

а — условное обозначение; *б* — схема полупроводниковой структуры; *в* — вольт-амперная характеристика.

На вольт-амперной характеристике полупроводникового диода следует различать две ветви: прямую (она построена в первом квадранте) и обратную (построена в третьем квадранте). Для удобства обычно прямая и обратная ветви характеристики строятся в разных масштабах. Для оценки этих масштабов заметим, что отношение прямого и обратного токов в современных полупроводниковых диодах достигает $10^3—10^5$. Отношение допустимого обратного напряжения к прямому падению при рабочем токе равно приблизительно $10^2—10^3$.

---

[1] Здесь и далее в этой главе для токов и напряжений диодов и тиристоров использован индекс «в» для общности с изложением в последующих главах.

Как видно из рис. 1-2,*в*, прямая ветвь вольт-амперной характеристики содержит два характерных участка. На первом участке (помечен на рис. 1-2,*в* буквой *А*) диод имеет сравнительно высокое сопротивление.

При достижении прямым напряжением значения $\Delta U_{н}$ (равного обычно нескольким десятым вольта) сопротивление диода резко падает и начинается участок малого сопротивления (помечен буквой *Б*).

На обратной ветви обычно различают три характерных участка. Первый участок (помечен буквой *В*) сравнительно невелик и соответствует еще довольно высокой проводимости. На втором участке (*Г*) наступает явление насыщения, при котором рост обратного тока замедлен. Третий участок характеристики (*Д*) определяется наступлением пробоя диода. При этом обратный ток резко возрастает и в зависимости от типа диода и условий его работы наступает обратимый или необратимый пробой *p-n*-перехода [Л. 2, 3, 6]. Напряжение, при котором начинается резкое увеличение обратного тока, называется максимальным обратным напряжением $U_{об.макс}$.

С целью предотвращения выхода из строя *p-n*-перехода при кратковременных перенапряжениях созданы специальные типы диодов с так называемой лавинной обратной характеристикой — лавинные диоды. Обратная вольт-амперная характеристика лавинного диода показана на рис. 1-2,*в* штрих-пунктирной линией. Пробой *p-n*-перехода лавинного диода происходит относительно равномерно по всей его поверхности, и если мощность, выделяемая в переходе, не превышает определенного значения, пробой является обратимым [Л. 3, 6]. Максимальное напряжение обратной вольт-амперной характеристики лавинных диодов называется напряжением лавинообразования ($U_{л}$).

Явление обратимого пробоя используется также в специальных управляемых приборах, которые служат только для ограничения напряжений на элементах электрических схем. Подобный тип прибора называется двусторонний ограничитель напряжения или симметричный стабилитрон [Л. 3, 6]. Обратимый пробой двустороннего ограничителя возникает при любой полярности приложенного напряжения. Полупроводниковая структура этого прибора аналогична последовательному соединению двух встречно включенных лавинных диодов. На рис. 1-3,*а*—*в* показаны условное обозначение двусторон-

него ограничителя напряжения, схема его полупроводниковой структуры и вольт-амперная характеристика.

Следует отметить, что полупроводниковый диод при приложении обратного напряжения обладает некоторой емкостью (барьерная емкость *p-n*-перехода C_{p-n}). Эта емкость зависит от обратного напряжения $u_{в.об}$ (с ростом $u_{в.об}$ емкость C_{p-n} падает). Для силовых диодов значение C_{p-n} (при $u_{в.об} \approx 0$) может составлять несколько тысяч пикофарад.

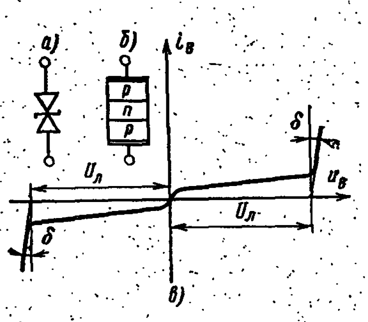


Рис. 1-3. Двусторонний ограничитель напряжения.

а — условное обозначение; *б* — схема полупроводниковой структуры; *в* — вольт-амперная характеристика.

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов существенно зависят от температуры *p-n*-перехода. Прямое падение напряжения кремниевых диодов в области нормальных нагрузок с ростом температуры падает приблизительно по линейному закону. Температурная чувствительность прямого падения напряжения для различных силовых кремниевых диодов лежит в пределах 1—2,5 мВ/°С [Л. 6]. С увеличением температуры у кремниевых вентилей наблюдается быстрый рост обратного тока (приблизительно в экспоненциальной зависимости).

Потери в полупроводниковых диодах. В связи с тем, что допустимая нагрузка диода определяется температурой его *p-n*-перехода, целесообразно несколько детальнее рассмотреть вопрос о потерях в приборе.

В диоде различают три вида потерь: потери от прямого тока, потери от обратного тока и коммутационные потери. Связь потерь со значениями прямого и обратного токов наиболее удобно рассмотреть, аппроксимировав реальную вольт-амперную характеристику диода некоторой кусочно-линейной зависимостью (рис. 1-4). Как показано на рис. 1-4, прямая ветвь характеристики аппроксимируется двумя прямыми. В этом случае параметрами прямой ветви служат начальное падение на вентиле U_0 (напряжение отсечки или пороговое напряжение) и среднее дифференциальное сопротивление на рабочем участке прямой ветви характеристики $R_д$ (дифференциальное сопротивление в открытом состоянии).

Дифференциальное сопротивление определяется как $R_д = \operatorname{tg}\alpha$, т. е. как тангенс угла наклона прямой, проходящей через две точки вольт-амперной характеристики с ординатами, равными $1{,}57I_п$ и $4{,}71I_п$ (здесь $I_п$ — предельный ток диода). Обратная ветвь характеристики также аппроксимируется двумя прямыми. Параметрами обратной ветви служат начальный обратный ток $I_{об}$ и средняя динамическая проводимость $G_д$, определяемая как $G_д = \operatorname{tg}\beta$.

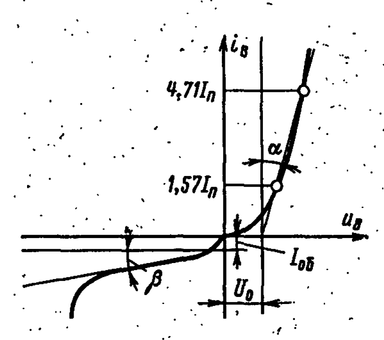


Рис. 1-4. Кусочно-линейная аппроксимация вольт-амперной характеристики полупроводникового диода.

Согласно приведенной на рис. 1-4 аппроксимации прямой ветви вольт-амперной характеристики напряжение на диоде в прямом направлении может быть выражено в следующем виде:

$$u_{в.п} = U_0 + R_д i_{в.п}, \tag{1-1}$$

где $u_{в.п}$ и $i_{в.п}$ — мгновенные значения напряжения и тока вентиля в прямом направлении.

Далее нетрудно определить среднюю за период мощность $P_п$, выделяемую в диоде от протекания прямого тока:

$$P_п = \frac{1}{T}\int\limits_0^{\lambda} u_{в.п} i_{в.п}\,dt, \tag{1-2}$$

где T — период питающего напряжения; λ — время протекания прямого тока.

Подставив $u_{в.п}$ из (1-1) в (1-2), окончательно получим:

$$P_п = \frac{U_0}{T}\int\limits_0^{\lambda} i_{в.п}\,dt + \frac{R_д}{T}\int\limits_0^{\lambda} i^2_{в.п}\,dt = U_0 I_{в.ср} + R_д I^2_в = P_{п.ср} + P_{пд}, \tag{1-3}$$

где $I_{в.ср}$ и $I_в$ — соответственно среднее и действующее значения тока через диод.

Как видно из формулы (1-3), мощность потерь в диоде от прямого тока распадается на две составляющие.

Первая $P_{п.ср}$ зависит от среднего значения тока через диод, а вторая $P_{п.д}$ — от квадрата действующего значения. Отсюда следует, что при одном и том же среднем значении тока через диод, но разных коэффициентах формы тока нагрев вентиля будет различным. Это обстоятельство следует учитывать при выборе диода, так как коэффициент формы кривой тока через диод зависит от ряда причин. Например, форма кривой тока диода может существенно зависеть от режима работы выпрямителя. Соотношение между долей потерь от среднего значения тока и долей потерь от действующего значения определяется U_0 и $R_д$, а также током вентиля. При нормальных нагрузках, как правило, превалирует доля потерь от среднего значения тока, а при перегрузках потери определяются в основном действующим значением тока. Например, при каталожной нагрузке диода типа В200 (U_0=1,06 В; $R_д$=60·10⁻⁵ Ом) будет иметь место следующее распределение потерь:

$$P_п = P_{п.ср} + P_{п.д} = 212 + 59,1 = 271,1 \text{ Вт}.$$

Потери мощности в диоде при протекании обратного тока могут быть вычислены аналогичным способом. Пользуясь аппроксимацией обратной ветви вольт-амперной характеристики диода согласно рис. 1-4, для мгновенного значения обратного тока диода $i_{в.об}$ можно написать:

$$i_{в.о} = I_{об} + G_д u_{в.об}, \qquad (1\text{-}4)$$

где $u_{в.об}$ — мгновенное значение обратного напряжения.

С помощью (1-4) нетрудно получить среднюю за период мощность $P_{об}$, выделяемую при работе вентиля на обратной ветви вольт-амперной характеристики:

$$P_{об} = \frac{1}{T} \int_0^{T-\lambda} u_{в.об} i_{в.об} dt = I_{об} U_{в.ср} + G_д U_в^2, \qquad (1\text{-}5)$$

где $U_{в.ср}$ и $U_в$ — соответственно среднее и действующее значения обратного напряжения на диоде.

Как видно из формулы (1-5), мощность потерь при работе диода на обратной ветви характеристики зависит как от среднего, так и от действующего значений обратного напряжения. Обычно потери от обратного тока сравнительно малы (5—10% общих потерь для кремниевых диодов). Однако в ряде случаев, например

при работе высоковольтных диодов в режиме перегрузки из-за дополнительного повышения температуры p-n-перехода, доля потерь $P_{об}$ в сумме общих потерь может существенно возрасти.

Расчет мощности потерь в режиме обратимого пробоя лавинного диода можно осуществить, используя дифференциальное сопротивление на лавинном участке обратной вольт-амперной характеристики $R_{д.об}=\operatorname{tg}\delta$ (рис. 1-3). В этом случае мгновенная мощность потерь в диоде определяется следующим выражением:

$$p_{об.л}=U_л i_{в.об}+R_{д.об}i^2_{в.об}. \qquad (1\text{-}6)$$

Используя формулу (1-6), можно рассчитать для периодического режима среднюю за период мощность обратных потерь $P_{об.л}$ или в случае однократного импульса — энергию A, выделяемую в полупроводниковой структуре вентиля.

Третий вид потерь — коммутационные потери, возникают в интервалах включения и выключения диодов.

Процесс включения полупроводникового диода, а также процесс восстановления его запирающей способности происходят не мгновенно, а занимают конечные интервалы времени [Л. 3, 6]. Длительность протекания переходных процессов в полупроводниковой структуре диода в зависимости от его типа и условий работы находится в пределах от единиц до десятков микросекунд.

На рис. 1-5 схематично показаны изменения мгновенных значений тока и напряжения диода в интервале включения $t_{вк}$ (рис. 1-5,*а*) и в интервале обратного восстановления $t_{об.в}$ (рис. 1-5,*б*).

В процессе включения вентиля из-за переходных процессов в самой структуре p-n-перехода прямое напряжение устанавливается не сразу. В результате в интервале включения при нарастании тока через вентиль на нем может оказаться повышенное прямое напряжение. Поэтому мгновенные значения мощности, выделяемой в диоде в интервале включения, могут быть достаточно велики.

В процессе выключения диода его обратная запирающая способность восстанавливается не мгновенно, и после спадания прямого тока $i_в$ до нуля диод некоторое время остается открытым (интервал $\Delta t_{об}$ на рис. 1-5,*б*). В этом интервале через вентиль протекает обратный ток,

который определяется внешней цепью. Падение напряжения на диоде при этом незначительно. Далее в интервале $\Delta t_{об.с}$ (рис. 1-5,*б*) фактически происходит сам процесс восстановления запирающей способности. Сопротивление диода резко возрастает, и обратный ток спадает до своего установившегося значения. В процессе восстановления запирающей способности диод может проводить обратные токи, соизмеримые по своим мгновенным значениям с его прямым током.

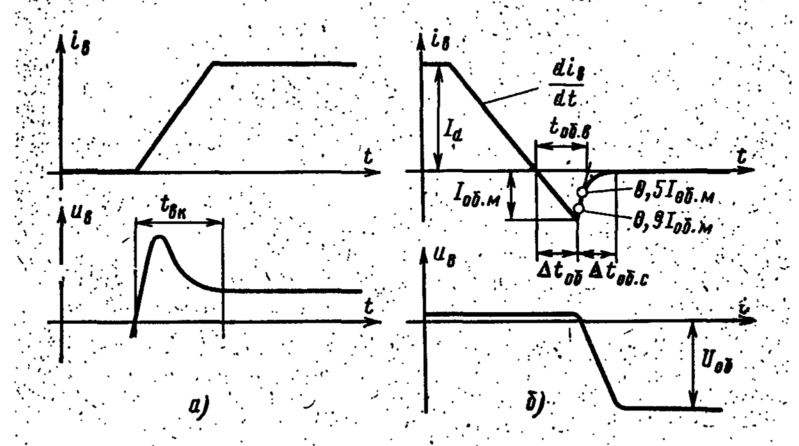


Рис. 1-5. Кривые мгновенных значений тока и напряжения на диоде для интервалов включения и выключения.

а — процесс включения; *б* — процесс выключения.

Максимальное значение обратного тока $I_{об.м}$ определяется эффектом накопления заряда неосновных носителей в структуре *p-n*-перехода [Л. 3, 6]. Накопленный заряд (заряд восстановления $Q_в$) зависит от прямого тока перед выключением диода (I_d), а также от скорости его спадания при выключении $di_в/dt$. С увеличением I_d и $di_в/dt$ значения $Q_в$ и $I_{об.м}$ растут [Л. 6].

В интервале восстановления обратного сопротивления диода ($\Delta t_{об.с}$ на рис. 1-5,*б*) при наличии на нем уже значительного обратного напряжения через него может протекать довольно большой обратный ток. Это явление приводит к выделению в структуре диода в эти моменты значительной мощности. В результате при больших скоростях изменения тока через диод в интервалах включения и выключения в диоде возможно выделение

повышенной мощности потерь. Для диодов основная доля мощности коммутационных потерь связана с процессом выключения. Расчет среднего значения коммутационных потерь выключения $P_{ср.вык}$ можно осуществить по следующей приближенной формуле:

$$P_{ср.вык} \approx \frac{U_{об} I_{об.м} \Delta t_{об.с}}{6T}. \qquad (1\text{-}7)$$

Формула (1-7) выведена исходя из линейной аппроксимации кривых $i_в(t)$ и $u_в(t)$ в интервале $\Delta t_{об.с}$. Коммутационные потери играют существенную роль и должны быть учтены только при работе диодов в преобразователях повышенной и высокой частоты ($f>400$ Гц). При большой рабочей частоте среднее значение мощности коммутационных потерь может составлять значительную долю от полной мощности потерь в диоде.

Для выпрямителей, работающих на повышенной и высокой частоте, следует применять специальные высокочастотные диоды, которые обладают меньшим временем восстановления обратной запирающей способности и соответственно имеют меньшие коммутационные потери.

Следует отметить, что из-за наличия в схеме выпрямителя индуктивностей резкий обрыв обратного тока после рассасывания избыточных носителей может явиться причиной возникновения перенапряжений на диоде, что потребует принятия определенных мер для их ограничения.

Полупроводниковые диоды являются элементом преобразователя, наиболее чувствительным к перегрузкам. Это объясняется тем, что сама масса активного тела диода, где сформирован *p-n*-переход, очень мала (толщина кремниевого диска около 300 мкм), и его температура в случае протекания тока перегрузки быстро достигает критической, при которой исчезает вентильное действие, причем при резком возрастании тока температура области *p-n*-перехода может быть существенно выше температуры остальной массы тела диода. Поэтому в технических условиях на диоды задаются допустимые перегрузка и ее длительность — перегрузочная способность. Типовая зависимость прямого перегрузочного тока от продолжительности перегрузки для 200-А кремниевых диодов приведена на рис. 1-6. Перегрузочная способность диода зависит также от того, был ли диод

предварительно нагружен, т. е. от температуры p-n-перехода перед возникновением перегрузки.

Выделение в малом объеме структуры диода в процессе его работы значительного количества теплоты требует создания хорошего теплоотвода. Существуют три основных вида охлаждения диодов: воздушное, жидкостное и испарительное. В случае воздушного охлаждения диод крепится на специальный ребристый радиатор. Для уменьшения габарита радиаторов часто используется принудительная циркуляция охлаждающего воздуха при скоростях порядка 6—12 м/с. При жидкостном охлаждении в качестве хладоагента обычно применяются вода или трансформаторное масло, которые циркулируют через радиатор диода. Охлаждение самого хладоагента производится в специальном теплообменнике.

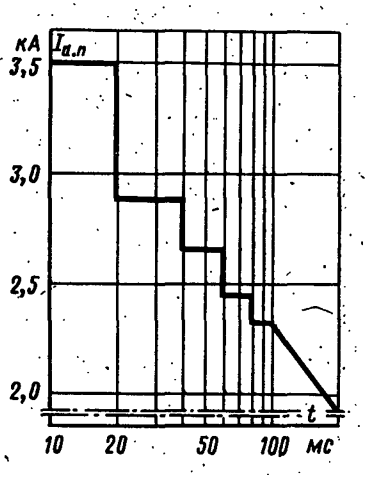


Рис. 1-6. Перегрузочная характеристика силового диода типа В200 или ВЛ200.

В испарительной системе охлаждения теплосъем осуществляется кипящей при низкой температуре диэлектрической жидкостью (например, фреоном). После испарения в охладителе, на котором крепится диод, пары жидкости попадают в конденсатор, конденсируются, и охлажденная жидкость вновь поступает в охладитель.

Основные параметры полупроводниковых диодов и выбор допустимых нагрузок. Основными параметрами, определяющими работу диода в схеме выпрямителя, являются:

1) допустимый прямой ток;
2) допустимое обратное напряжение.

Первый параметр определяет в основном тепловой режим диода, т. е. температуру p-n-перехода. Второй параметр определяет коэффициент запаса по обратному напряжению, с которым работает диод. Эти величины не являются постоянными, а зависят от условий работы диода. Например, допустимый прямой ток в зависимости от вида охлаждения диода может меняться.

Таблица 1-1

Предельно допустимые параметры и основные характеристики силовых полупроводниковых приборов

Обозначение[1]	Определение
	Предельно допустимые параметры
$I_п$ (Д) (Т)	**Предельный ток.** Максимально допустимое среднее за период значение тока частотой 50 Гц синусоидальной формы, длительно протекающего через прибор при его работе в однофазной однополупериодной схеме при максимально допустимой температуре полупроводниковой структуры
$I_{р.п}$ (Д) (Т)	**Ток рабочей перегрузки.** Ток нагрузки из режима с током меньше предельного в данных условиях работы, длительное протекание которого вызывало бы превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но ограниченный по времени так, что превышение этой температуры не происходит
$I_{а.п}$ (Д) (Т)	**Ток аварийной перегрузки.** Ток, протекание которого вызывает превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но воздействие которого предполагается лишь ограниченное число раз за время срока службы прибора
$I_{удар}$ (Д) (Т)	**Ударный ток.** Максимальная амплитуда импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс при заданной начальной температуре полупроводниковой структуры без последующего приложения напряжения
$\int I^2 dt$ (Д) (Т)	**Джоулев интеграл** $\int I^2 dt$. Максимально допустимое значение интеграла квадрата аварийного тока по времени при заданной начальной температуре полупроводниковой структуры без последующего приложения напряжения
$U_п$ (Д) (Т)	**Повторяющееся напряжение.** Наибольшее мгновенное значение напряжения, прикладываемого к прибору в обратном направлении (для тиристоров также и в прямом в закрытом состоянии) с учетом всех повторяющихся переходных напряжений (но исключая неповторяющиеся)[2]
$U_{нп}$ (Д) (Т)	**Неповторяющееся напряжение.** Наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося переходного напряжения, прикладываемого к прибору в обратном направлении (для тиристоров также и в прямом закрытом)[2]
$T_{ст.макс}$ (Д) (Т)	**Максимально допустимая температура полупроводниковой структуры вентиля.** Максимальная эквивалентная температура полупроводниковой структуры прибора

Обозначение[1]	Определение
$\left(\frac{di}{dt}\right)_{макс}$ (Т)	**Критическая скорость нарастания прямого тока через тиристор.** Максимальное значение скорости нарастания прямого тока через тиристор при его включении, не вызывающее необратимые процессы в полупроводниковой структуре
	Параметры приборов
$U_р$ (Д) (Т)	**Рекомендуемое рабочее напряжение.** Амплитудное значение напряжения синусоидальной формы, прикладываемого к прибору в обратном направлении (для тиристоров также и в прямом закрытом состоянии), при отсутствии повторяющихся и неповторяющихся напряжений
$\Delta u_в$ (Д) (Т)	**Прямое падение напряжения.** Значение напряжения на приборе при прохождении через него прямого тока (обычно задается при амплитуде предельного тока)
$I_{об}$ (Д) (Т)	**Обратный ток.** Ток, протекающий через прибор при приложении к нему обратного напряжения (задается при значении повторяющегося напряжения и максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры)
$\left(\frac{du}{dt}\right)_{макс}$ (Т)	**Критическая скорость нарастания прямого напряжения.** Максимальное значение скорости нарастания прямого напряжения, при котором не происходит включения тиристора, при определенном напряжении на аноде и разомкнутой цепи управляющего электрода
$R_{т.ст-х}$ (Д) (Т)	**Общее установившееся тепловое сопротивление.** Отношение превышения температуры полупроводниковой структуры над температурой окружающей среды к рассеиваемой мощности в установившемся режиме
$R_{т.ст-к}$ (Д) (Т)	**Внутреннее установившееся тепловое сопротивление.** Отношение превышения температуры полупроводниковой структуры над температурой корпуса вентиля к рассеиваемой мощности в установившемся режиме

[1] (Д) — диод; (Т) — тиристор.

[2] Для тиристоров в прямом направлении при определенном значении du/dt.

в довольно широких пределах. Допустимое обратное напряжение также зависит от температуры перехода диода, которая определяется степенью загрузки и видом охлаждения. Заводом-изготовителем оговаривается предельный режим работы диода, для которого задаются допустимые значения рабочих параметров. В табл. 1-1 приведен перечень и даны определения основных предельно допустимых параметров и некоторых характеристик полупроводниковых диодов и тиристоров.

Наиболее важным вопросом при использовании полупроводниковых диодов в выпрямительных схемах является выбор их допустимых нагрузок по току и напряжению в конкретных условиях работы.

Выбор допустимой токовой нагрузки диода. Основным критерием режима работы диода является температура его полупроводниковой структуры. Вследствие малой тепловой инерции вентильного элемента температура *p-n*-перехода при работе с пульсирующим током пульсирует с той же частотой. Пульсация температуры существенно зависит от диапазона частот, в котором работает диод. С понижением рабочей частоты относительная пульсация температуры *p-n*-перехода возрастает, что может привести к существенному превышению максимального значения температуры над средним. Подобная ситуация возникает, например, при периодическом импульсном характере нагрузки выпрямителя. При рабочих частотах $f \geqslant 50$ Гц пульсациями температуры *p-n*-перехода в подавляющем большинстве случаев пренебрегают.

Обычно при расчетах тепловых режимов диодов используется значение так называемой эквивалентной температуры *p-n*-перехода — $T_{ст}$, которое является теоретическим значением температуры, определяемой по какому-либо температурно-зависимому параметру диода (например, по прямому падению напряжения при некотором заданном токе). Эквивалентная температура не обязательно является максимальной температурой в структуре диода.

Большинство возможных видов нагрузки диода можно свести к двум основным категориям: продолжительная и повторно-кратковременная.

Для продолжительного режима в каталогах завода-изготовителя даются графические зависимости среднего значения максимально допустимого тока от частоты при

различных формах кривой тока диода (синусоидальная, прямоугольная и др.). В случае нестандартной формы тока диода эквивалентная температура *p-n*-перехода в продолжительном режиме при частотах $f \geqslant 50$ Гц определяется следующим образом:

$$T_{ст} = [\Sigma P_в] R_{т.ст-х} + T_х, \qquad (1\text{-}8)$$

где $\Sigma P_в$ — суммарная средняя мощность всех потерь в диоде, Вт; $R_{т.ст-х}$ — общее установившееся тепловое сопротивление *p-n*-переход — охлаждающая среда, °С/Вт; $T_х$ — температура охлаждающей среды.

Расчетная эквивалентная температура не должна превышать максимально допустимой $T_{ст.макс}$ для данного типа диода, которая задается заводом-изготовителем.

Расчет тепловых процессов в диоде для повторно-кратковременного режима значительно сложнее [Л. 6, 10]. В ряде случаев может быть применен упрощенный метод, в котором используется значение переходного теплового сопротивления диода $Z_{т.ст-х}$, а кривая мощности, выделяемой в диоде, приближенно аппроксимируется эквивалентным прямоугольным импульсом [Л. 6]. Переходное тепловое сопротивление диода определяется как отношение превышения температуры перехода $\Delta T_{ст}$ к мощности потерь $P_в$, которая его вызывает за некоторый промежуток времени Δt:

$$Z_{т.ст-х} = \Delta T_{ст} / P_в. \qquad (1\text{-}9)$$

Сопротивление $Z_{т.ст-х}$ не является постоянным, оно увеличивается с ростом Δt. В каталогах обычно приводятся типовые зависимости $Z_{т.ст-х} = f(\Delta t)$.

В случае произвольной формы кривой мощности потерь $p_в(t)$ применяется метод наложения [Л. 6, 10]. При этом кривая разбивается на достаточно малые интервалы (т. е. заменяется ступенчатой зависимостью), и определение расчетной температуры сводится к суммированию вкладов от отдельных импульсов мощности, которые моделируют исходную кривую $p_в(t)$. Достаточно подробное рассмотрение переходных тепловых процессов в полупроводниковых приборах, а также описание методов расчета изложены в [Л. 10]. Сокращенная методика расчета для различных режимов приводится также и в каталогах завода-изготовителя.

Выбор допустимого обратного напряжения. Исходными данными для выбора диода по напряжению

являются две величины: максимальное обратное напряжение в установившемся режиме преобразователя и возможные перенапряжения.

Максимальное обратное напряжение на диоде в схеме выпрямителя с учетом всех причин его возможного повышения (холостой ход преобразователя, колебания напряжения сети и др.) не должно превышать каталожного значения рекомендованного рабочего напряжения $U_р$.

Если в схеме преобразователя имеет место возникновение периодических перенапряжений (коммутационного или аварийного характера), они не должны превышать максимально допустимое повторяющееся напряжение $U_п$.

Предельный однократный импульс перенапряжения в любом случае должен быть меньше максимально допустимого неповторяющегося обратного напряжения $U_{нп}$.

Для лавинных диодов в установившемся режиме выбор допустимого обратного напряжения осуществляется по $U_р$, $U_п$ и $U_л$. В случае периодических, а также однократных перенапряжений, при которых происходит обратимый пробой диода, его режим определяется значением мощности потерь, выделяемых в полупроводниковой структуре при лавинном пробое. Эта мощность не должна превышать допустимых каталожных значений. В справочных материалах на лавинные диоды обычно приводится графическая зависимость максимально допустимой мощности потерь от длительности импульса обратного тока.

Допустимая мощность, выделяемая в *p-n*-переходе при его лавинном пробое $p_{о.л}$, связана с длительностью протекания обратного тока Δt (прямоугольная форма тока) приблизительно гиперболической зависимостью $p_{о.л}\,\Delta t=A\approx\text{const}$. Таким образом, для некоторого диапазона Δt режим пробоя лавинного диода определяется энергией A, выделяемой в полупроводниковой структуре *p-n*-перехода.

Следует отметить, что мощность, рассеиваемая при пробое лавинного диода, зависит от параметров схемы преобразователя (энергия, запасенная в реактивных элементах схемы). При этом имеется возможность с помощью каких-либо схемных решений снизить накопленную энергию или ввести дополнительные элементы,

ограничивающие перенапряжения (например, защитные фильтры).

При создании преобразователей на большие токи или высокие напряжения возникает необходимость использования параллельного или последовательного соединения диодов. В этом случае должны быть обеспечены условия равномерного деления прямых токов и обратных напряжений как в установившихся, так и в переходных режимах. К переходным режимам можно отнести процессы включения и выключения диода, а также некоторые аварийные режимы (например, перегрузки).

При параллельном соединении диодов равномерное деление прямого тока между ними осуществляется следующими способами:

а) подбор диодов с одинаковыми прямыми падениями;

б) включение последовательно с диодами небольших активных сопротивлений;

в) с помощью индуктивных делителей [Л. 4, 6, 8].

При последовательном соединении диодов для равномерного деления обратного напряжения параллельно диодам включают специальные делители напряжения или используют диоды с лавинной обратной характеристикой [Л. 6]. В качестве делителей напряжения используют резисторы, цепочки RC или двусторонние ограни-

Таблица 1-2.

Неуправляемые полупроводниковые вентили (диоды)

Тип диода	$I_п$, А	$U_п$, В	$U_{нп}$, В	$I_{об}$, мА	$I_{удар}$, А	$\int I^2 dt$, А²·с	$R_{т.ст-к}$, °С/Вт
			Общепромышленные				
В10	10	100—1600	115—1860	5	550	1500	1,5
В200	200	100—1600	115—1860	8	6000	180·10³	0,130
В8-250	250	100—4200	115—4360	30	6500	211·10³	0,07
ВВ2-1250	1250	150—1400	175—1620	30	15 000	1125·10³	0,031
			Лавинные				
ВЛ10	10	600—1200	750—1500	4	600	1800	1,5
ВЛ200	200	600—1300	750—1625	12	6000	180·10³	0,135
ВЛВ500	500	600—1200	750—1625	20	5000	151·10³	0,09
			Высокочастотные				
ВЧ100	100	100—800	115—1000	60	1500	11·10³	0,15
ВЧ200	200	100—800	115—1000	60	2500	31,5·10³	0,15

чители напряжения. Возможны различные комбинации перечисленных элементов [Л. 6].

Современной промышленностью освоен выпуск мощных полупроводниковых диодов на токи до 1250 А и обратные напряжения до нескольких киловольт, что позволяет создавать выпрямительные установки большой мощности.

Краткий перечень некоторых типов силовых диодов отечественного производства и их основные параметры приведены в табл. 1-2.

1-2. ТИРИСТОРЫ

Основной отличительной особенностью тиристора является возможность произвольной задержки момента его отпирания при наличии на нем прямого напряжения. Это свойство тиристора позволяет создавать схемы выпрямителей с практически безынерционным регулированием выходного напряжения, а также в некоторых случаях осуществлять быстродействующую систему защиты.

Тиристоры могут быть подразделены на две подгруппы: не полностью управляемые и полностью управляемые приборы.

К первой подгруппе относятся тиристоры, выключение которых возможно только при прохождении текущего через них тока через нуль. Говоря точнее, прибор может быть выключен снижением его прямого тока ниже определенного весьма малого значения, называемого удерживающим током [Л. 3—9].

Ко второй подгруппе относятся управляемые приборы, в которых можно управлять как процессом включения, так и процессом выключения. К подобным приборам относятся некоторые типы тиристоров с четырехслойной структурой (транзисторы, двухоперационные тиристоры), а также полевые приборы типа «текнетрон» [Л. 3, 6]. В настоящее время эти приборы находятся еще в основном в стадии экспериментальных разработок, а наибольшее распространение в преобразовательной технике получили не полностью управляемые тиристоры.

Полупроводниковая структура тиристора значительно сложнее, чем у диода. Обычно она представляет собой четыре чередующихся слоя полупроводника с разными типами проводимостей (*p-n-p-n*). В результате

получается система трех электронно-дырочных переходов, включенных последовательно.

На рис. 1-7,*а—в* приведены условное обозначение тиристора, схема его полупроводниковой структуры и вольт-амперная характеристика. Буквами *А*, *К*, *УЭ* на рис. 1-7,*а* помечены выводы анода, катода и управляющего электрода тиристора.

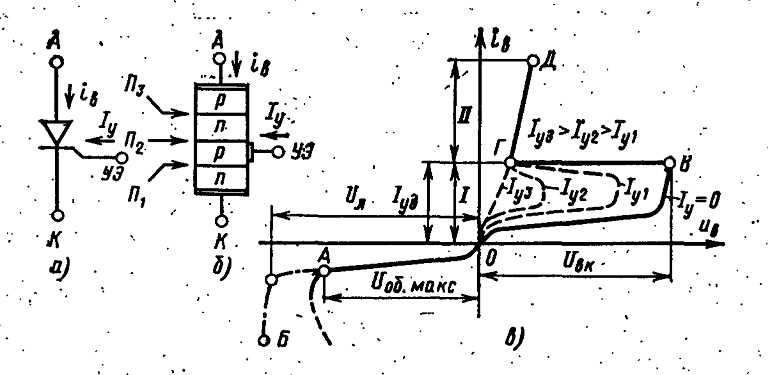


Рис. 1-7. Тиристор.

а — условное обозначение; *б* — схема полупроводниковой структуры; *в* — вольт-амперная характеристика.

Работа тиристора и происходящие в нем процессы достаточно подробно освещены в литературе [Л. 3—9]. Здесь целесообразно разобрать лишь общие принципы действия тиристора и рассмотреть его вольт-амперную характеристику.

Тиристор может находиться в трех стабильных состояниях: закрытом при положительном напряжении на аноде, закрытом при отрицательном напряжении на аноде и открытом. В закрытом состоянии при положительном напряжении на аноде к переходам $П_1$ и $П_3$ вентиля (рис. 1-7,*б*) приложено прямое напряжение, а к переходу $П_2$ — обратное. При этом в реальной структуре практически все напряжение будет приложено к переходу $П_2$. При отрицательной полярности напряжения на аноде прямое напряжение будет приложено к переходу $П_2$, а к переходам $П_1$ и $П_3$, соединенным последовательно, — обратное.

Вольт-амперная характеристика тиристора и его основные свойства. Поведение тиристора как элемента электрической схемы можно наиболее наглядно изучить,

рассмотрев его вольт-амперную характеристику. На рис. 1-7,*в* изображена вольт-амперная характеристика тиристора. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики тиристора *ОА* на рис. 1-7,*в* обычно практически ничем не отличается от обратной ветви характеристики кремниевого диода. Точно так же, как и для диода, возможно создание тиристора с лавинной обратной характеристикой (*ОБ* на рис. 1-7,*в*). Наибольший интерес представляет рассмотрение прямой ветви характеристики. При подаче на анод тиристора положительного напряжения вентиль может находиться в двух состояниях: закрытом и открытом. Области вольт-амперной характеристики, соответствующие этим состояниям, помечены на рис. 1-7,*в* цифрами *I* и *II*. Как видно из рис. 1-7,*в*, тиристор может находиться в закрытом состоянии (область *I*) только в том случае, если положительное напряжение на аноде меньше некоторого критического. В результате, когда напряжение на тиристоре достигает этого критического значения, наступает самопроизвольное включение тиристора. Напряжение, при котором происходит включение тиристора, называется напряжением включения ($U_{вк}$).

Перевод тиристора из закрытого состояния в открытое (включение) может быть осуществлен двумя способами: подачей на анод напряжения, большего, чем напряжение включения, или пропусканием через промежуток управляющий электрод — катод положительного управляющего тока определенного значения. В случае, когда через промежуток управляющий электрод — катод не протекает никакого тока, прямая ветвь вольт-амперной характеристики тиристора в закрытом состоянии по своему виду схожа с обратной ветвью (участок *ОВ* на рис. 1-7,*в*). Когда напряжение на аноде тиристора достигнет $U_{вк}$ (точка *В* на рис. 1-7,*в*), происходит быстрый переход тиристора из состояния низкой проводимости в состояние высокой проводимости и рабочая точка перемещается по вольт-амперной характеристике в точку *Г*. Обычно время этого перехода в зависимости от типа тиристора и условий его работы составляет интервал от десятых долей до единиц микросекунд [Л. 3—9]. Если через участок управляющий электрод — катод пропускается положительный ток ($I_{у1,2,3}$), то с увеличением этого тока прямая ветвь вольт-амперной характеристики начинает меняться, как это показано

на рис. 1-7,*в* пунктиром. Практически с увеличением управляющего тока падает напряжение включения. Наконец, по достижении управляющим током значения $I_{уз}=I_{у.с}$ тиристор сразу при подаче на него даже очень малого положительного напряжения переходит в состояние высокой проводимости. Ток управления $I_{у.с}$, при котором тиристор включается в прямом направлении как диод (отсутствует область запертого состояния в прямом направлении), называется током спрямления.

Следует указать еще на один вариант перехода тиристора из закрытого в открытое состояние. При нарастании положительного напряжения на аноде тиристора вследствие наличия емкости полупроводниковой структуры (в основном влияет емкость $C_{p\text{-}n}$ перехода $П_2$) через нее протекает емкостный ток i_C. Ток i_C определяется следующим выражением:

$$i_C = C_{p\text{-}n}\frac{du_в}{dt} + u_в\frac{dC_{p\text{-}n}}{dt}. \qquad (1\text{-}10)$$

Действие тока i_C, протекающего через *p-n-p-n*-структуру, в известной мере аналогично действию тока управления $I_у$. В результате при достаточно высокой скорости нарастания положительного анодного напряжения может произойти ложное включение тиристора («эффект *du/dt*»). С целью предупреждения подобного явления тиристоры в схемах преобразователей шунтируют специальными демпфирующими элементами, а также применяют иногда отрицательное смещение на управляющем электроде [Л. 3, 5, 6].

После перехода вентиля в состояние высокой проводимости его вольт-амперная характеристика (участок *ГД* на рис. 1-7,*в*) практически мало отличается от прямой ветви характеристики кремниевого диода. Кремниевые тиристоры по сравнению с кремниевыми диодами обладают обычно несколько большим падением напряжения в прямом направлении (приблизительно на 20%). Следует отметить, что на рис. 1-7,*в* масштаб по току в области *I* по отношению к области *II* сильно растянут.

В процессе работы тиристора следует различать режим нормального включения вентиля и включение под влиянием паразитных эффектов.

Нормальное включение тиристора осуществляется пропусканием импульса тока через участок управляю-

щий электрод — катод. В некоторых специальных типах тиристоров (фототиристорах) можно осуществлять включение прибора световым импульсом. Подобный способ удобен, например, в тех случаях, когда тиристор находится в схеме преобразователя на высоком потенциале.

Включение тиристора может произойти также в случае возникновения перенапряжений на приборе (даже очень кратковременных) или при быстром нарастании положительного напряжения на аноде закрытого тиристора. Чрезмерное повышение температуры *p-n-p-n*-структуры тиристора, ведущее к резкому росту токов в закрытом состоянии, также может являться причиной включения вентиля. Возможно ложное включение тиристора из-за наводок в цепи управляющего электрода.

В некоторых схемах, где при включении тиристора скорость нарастания тока через тиристор очень велика, возможно повреждение полупроводниковой структуры в районе управляющего электрода (эффект di/dt). Это объясняется конечной скоростью распространения процесса включения вентиля по площади его *p-n-p-n*-структуры. В случае очень большой скорости нарастания тока возможно локальное выделение значительной мощности в области около управляющего электрода. В этих случаях необходимо искусственно снижать скорость нарастания тока, например, путем присоединения последовательно с прибором небольших насыщающихся реакторов (НР) [Л. 6, 8]. При этом в процессе включения тиристора НР ограничивает прямой ток и скорость его нарастания в начале интервала включения.

Конечная скорость распространения включенного состояния также является причиной локального выделения энергии при включении тиристора по аноду (при $u_в=U_{вк}$) и при паразитном включении эффектом du/dt. В этих случаях включение полупроводниковой структуры тиристора тоже начинается с некоторой ограниченной области. Поэтому для многих тиристоров (особенно высоковольтных) включение по аноду может привести к повреждению *p-n-p-n*-структуры.

Включение тиристора током управления. Рассмотрим качественно поведение тиристора в случае включения его с помощью тока управления. Предположим, что тиристор работает в цепи с чисто активной нагрузкой. В этом случае нарастание тока через прибор будет

определяться только процессами в самом тиристоре. Пусть в цепь *УЭ* подан достаточно широкий импульс тока управления $i_у$ с крутым фронтом. Процесс нарастания тока в тиристоре, как это видно из рис. 1-8,*а*, начинается спустя некоторое время $t_з$ после подачи импульса $i_у$. Время $t_з$ называется временем задержки и зависит от амплитуды импульса тока управления $I_у$ (с ростом

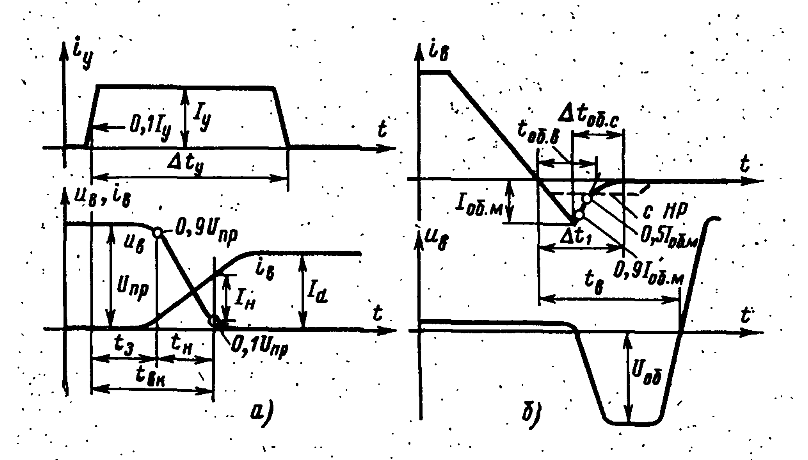


Рис. 1-8. Кривые мгновенных значений тока и напряжения на тиристоре в процессе включения и выключения.

а — процесс включения; *б* — процесс выключения.

$I_у$ значение $t_з$ падает). При достаточно больших $I_у$ время $t_з$ достигает долей или единиц микросекунд. Время нарастания тока через прибор $t_н$ (время лавинного нарастания тока), определяемое условно по уровням 0,9 и 0,1 первоначального напряжения на тиристоре $U_{пр}$, зависит в основном от анодного тока I_d. С возрастанием I_d время $t_н$ незначительно увеличивается. За полное время включения тиристора условно принимают сумму $t_з$ и $t_н$ ($t_{вк}=t_з+t_н$). Следует заметить, что за время $t_{вк}$ включается только часть поверхности *р-п-р-п*-структуры.

Управление тиристорами обычно осуществляется импульсным методом. В зависимости от вида схемы выпрямления и ее режима используются узкие одиночные, узкие сдвоенные или широкие импульсы тока управления. Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления (амплиту-

да $I_у$, напряжение на управляющем электроде $U_у$, крутизна фронта $di_у/dt$ и длительность импульса $\Delta t_у$) отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают включение тиристора в заданных условиях. На рис. 1-9 показаны граничные вольт-амперные характеристики управляющего электрода для определенного типа тиристора (кривые *А* и *Б*), прямая, ограничивающая предельно допустимое напряжение на *УЭ* (*В*), и кривая *Г*, характеризующая максимальную мощность рассеяния на управляющем электроде $P_{у.макс}$. Заштрихованная область на рис. 1-9 определяет точки ($i_у$, $u_у$), соответствующие включению тиристора во всем диапазоне возможных рабочих температур и напряжений на аноде (минимальный ток управления зависит как от температуры, так и от напряжения на аноде). В результате рабочая область точек $i_у$, $u_у$ для надежного включения любого тиристора данного типа в любых рабочих условиях должна лежать вне заштрихованной площади и должна быть также ограничена линиями *А*, *Б*, *В*, *Г*. Для различных значений скважности $Q=T/\Delta t_у$ (где T — период переменного тока) импульса тока управления на рис. 1-9 помечено несколько кривых максимальной мощности $P_{у.макс}$. Импульсам управления с большей скважностью соответствует также большее значение $P_{у.макс}$. С точки зрения влияния помех на цепь управления следует отметить еще одну важную величину, характеризующую цепь управления, — максимальное напряжение на управляющем электроде, не приводящее к включению тиристора (линия *Д* на рис. 1-9).

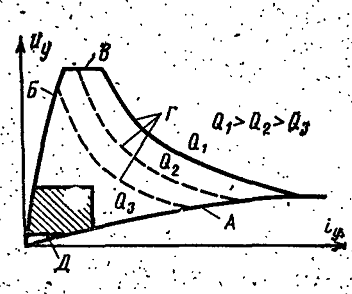


Рис. 1-9. Вольт-амперные характеристики цепи управляющего электрода тиристора и диаграмма управления.

Длительность импульса тока управления $\Delta t_у$ в случае использования узких управляющих импульсов выбирается исходя из условия, чтобы к моменту окончания тока $i_у$ анодный ток достиг определенного значения (порядка нескольких значений удерживающего тока $I_{уд}$). Следует отметить, что при достаточно узких импульсах $i_у$ ($\Delta t_у=10\div50$ мкс) ток $I_у$, выбранный в соответствии с диаграммой рис. 1-9, должен быть увеличен согласно

с рекомендациями завода-изготовителя (меньшим $\Delta t_у$ соответствуют бо́льшие значения $I_у$). Длительность широких импульсов управления выбирается исходя из требований, связанных с режимом работы самого преобразователя.

Крутизна фронта и амплитуда импульса тока управления могут влиять на характер процесса формирования начальной зоны включения *p-n-p-n*-структуры. Для высокочастотных схем, где тиристоры работают со значительной скоростью нарастания анодного тока, с целью формирования большей начальной зоны включения для обычного типа управляющего электрода рекомендуется обеспечивать большие значения $I_у$ и $di_у/dt$. Специальные высокочастотные тиристоры с регенеративным типом управляющего электрода [Л. 3, 8] не столь критичны к параметрам импульса управления. Благодаря особой конструкции управляющего электрода в подобных тиристорах формируется значительно большая начальная зона включения.

Максимально допустимое обратное напряжение, подаваемое на управляющий электрод (например, для снижения влияния эффекта du/dt), у большинства тиристоров ограничено значением около 1 В.

В некоторых случаях процессы, происходящие в самом тиристоре, через цепь управляющего электрода могут оказывать влияние на работу системы управления преобразователя. Возможно, например, появление на управляющем электроде высокочастотных помех, которые попадают туда через емкости *p-n-p-n*-структуры.

Выключение тиристора. При выключении тиристора (переходе из открытого состояния в состояние закрытое) следует различать время восстановления обратного сопротивления ($t_{об.в}$ на рис. 1-8,*б*) и время выключения $t_в$. Спустя время Δt_1 после прохождения тока $i_в$ через нуль (время протекания обратного тока) тиристор выдерживает полное обратное напряжение $U_{об}$, а спустя время $t_в$ к тиристору уже может быть приложено (с определенной скоростью нарастания) прямое напряжение. Таким образом, время $t_в$ равно интервалу времени между моментом прохождения тока прибора через нуль и моментом, когда тиристор способен выдержать повторно приложенное прямое напряжение. Возможно выключение тиристора и без протекания обратного тока простым снижением прямого тока ниже

удерживающего тока. Значение $t_в$ при этом существенно возрастает [Л. 6, 9]. Как видно из рис. 1-8,*б*, в процессе выключения в тиристоре так же, как и в диоде, имеет место эффект накопления заряда и через прибор может протекать значительный обратный ток (интервал Δt_1). Зависимость обратного тока от различных факторов (ток нагрузки, скорость спадания) качественно аналогична зависимости для диодов. Процесс выключения тиристора для различных типов вентилей и условий работы занимает от единиц до сотен микросекунд.

Потери в тиристоре. В тиристоре существуют следующие виды потерь:

а) потери от прямого тока в открытом состоянии;
б) потери от прямого тока в закрытом состоянии;
в) потери от обратного тока;
г) коммутационные потери;
д) потери в цепи управления.

Виды потерь «а» и «в» полностью аналогичны потерям в диодах. Потери от прямого тока в закрытом состоянии («б») рассчитывают так же, как и потери от обратного тока, используя аппроксимацию характеристики вентиля с помощью двух прямых. Так как прямая ветвь вольт-амперной характеристики тиристора в закрытом состоянии (участок *OB* на рис. 1-7) по своей форме практически одинакова с обратной ветвью, то по аналогии с формулой (1-5) можно написать:

$$P'_{пр}=\frac{1}{T}\int\limits_0^{\lambda_1} u_{пр}i_в dt = I_0 U_{пр.ср}+G_д U^2_{пр}, \qquad (1\text{-}11)$$

где $P'_{пр}$ — среднее значение мощности, выделяющейся в закрытом тиристоре в интервале, когда к нему приложено прямое напряжение; λ_1 — время, в течение которого к закрытому тиристору приложено прямое напряжение; $u_{пр}$ и $i_в$ — мгновенные значения напряжения и тока прибора в закрытом состоянии; $U_{пр.ср}$ и $U_{пр}$ — среднее и действующее значения прямого напряжения на тиристоре в закрытом состоянии.

Значения I_0 и $G_д$ в формуле (1-11) определяются по прямой ветви характеристики (участок *OB* на рис. 1-7,*в*). Характер выделения коммутационных потерь в тиристоре существенно отличается от подобного процесса в диоде. Как видно из рис. 1-8,*а*, в интервале $t_н$ в структуре тиристора может выделяться значительная мощность

потерь. По аналогии с формулой (1-7) для среднего значения потерь включения $P_{ср}$ может быть дано:

$$P_{ср.вкл} \approx U_{пр} I_{н} t_{н} / 6T. \quad (1\text{-}12)$$

Потери включения при работе тиристора на высокой частоте из-за конечной скорости распространения включенного состояния выделяются по площади *p-n-p-n*-структуры неоднородно, что ведет к неоднородному ее нагреву и соответственно к снижению допустимой нагрузки тиристора. Средняя мощность потерь выключения $P_{ср.вык}$ может быть рассчитана по приближенной формуле (1-7) для диодов. С помощью НР можно ограничить и обратный ток (пунктирная линия на рис. 1-8,*б*), снизив тем самым коммутационные потери выключения. Коммутационные потери становятся существенными и должны приниматься в расчет только в случае работы тиристора на повышенной и высокой частоте.

Потери в цепи управления учитываются только в случае управления широкими импульсами. При использовании узких управляющих импульсов, мощность, выделяющаяся в цепи управления, крайне мала и в расчет может не приниматься.

Симметричный тиристор. В ряде случаев, например для создания реверсивных выпрямителей или изменения напряжения на стороне переменного тока, требуется встречно-параллельное включение тиристоров. В настоящее время создан полупроводниковый прибор (симметричный тиристор), который выполняет функцию подобного соединения двух тиристоров [Л. 3, 6]. Полупроводниковая структура симметричного тиристора содержит пять слоев полупроводников с различным типом проводимости (*n-p-n-p-n*) и имеет более сложную конфигурацию по сравнению с тиристором. На рис. 1-10,*а—в*

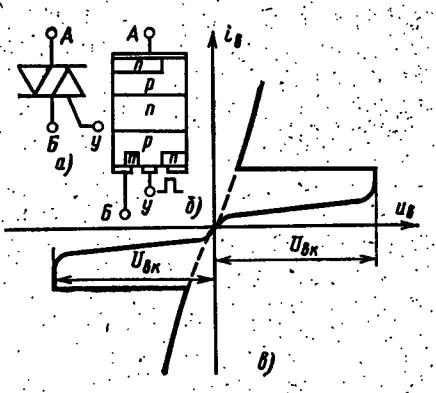


Рис. 1-10. Симметричный тиристор.
а — условное обозначение; *б* — схема полупроводниковой структуры; *в* — вольт-амперная характеристика.

представлены условное обозначение симметричного тиристора, один из вариантов схемы его полупроводниковой структуры, а также вольт-амперная характеристика. Как это видно из рис. 1-10,*в*, прибор включается в любом направлении при подаче на УЭ положительного импульса управления. Вольт-амперные характеристики цепи управляющего электрода симметричного тиристора аналогичны характеристикам тиристора, а поэтому совпадают также и требования к сигналам управления.

Основные параметры тиристоров и выбор допустимых нагрузок. Основными параметрами, определяющими выбор тиристора и его работу в схеме выпрямителя, являются:

1) допустимый прямой ток;

2) допустимое прямое напряжение в запертом состоянии;

3) допустимое обратное напряжение.

Определение допустимого прямого тока и допустимого обратного напряжения тиристора осуществляется совершенно так же, как и для диода (как в случае с обычной, так и в случае с лавинной характеристикой). Некоторые особенности выбора режима, как уже упоминалось, возникают при работе тиристора на повышенной и высокой частоте.

В отношении выбора допустимого прямого напряжения можно отметить следующее:

а) максимальное прямое напряжение на тиристоре с учетом вариантов работы схемы и питающей сети в стационарном режиме преобразователя не должно превышать рекомендованного рабочего напряжения $U_р$;

б) максимальные периодические перенапряжения не должны превышать максимально допустимое значение повторяющегося напряжения $U_п$;

в) максимальный однократный импульс перенапряжения не должен превышать максимально допустимое неповторяющееся напряжение $U_{нп}$.

Следует отметить, что при работе тиристора в схеме преобразователя необходимо тем или иным путем ограничить скорость нарастания прямого напряжения на вентиле с целью предупреждения ложных включений.

В табл. 1-1 дан перечень основных предельно допустимых параметров тиристоров и приведены некоторые наиболее важные параметры тиристоров.

Таблица 1-3

3* Управляемые полупроводниковые вентили

Тип вентиля	$I_п$, А	$U_п$, В	$U_{нп}$, В	$I_{ут}$, мА	$I_{удар}$, А	$\int I_2^2 dt$, А²·с	$I_у$, мА	$t_{вк}$, мкс	$t_в$, мкс	$di/dt_{макс}$, А/мкс	$du/dt_{макс}$, В/мкс	$R_{т.ст-к}$, °С/Вт
Тиристоры общепромышленные												
Т25	25	50—1200	60—1340	10	800	3200	450	10	70—150	40—100	20—1000	0,9
Т160	160	50—1200	60—1340	30	3300	$54,4\cdot10^3$	600	10	70—250	40—200	20—1000	0,17
Т9-160	160	400—2200	450—2460	30	4500	$101\cdot10^3$	800	30	150	70	500	0,07
ТВ800	800	100—1200	110—1340	35	8000	$320\cdot10^3$	500	40	100	20—70	50—500	0,038
Тиристоры лавинные												
ТЛ100	100	300—900	360—1080	30	3000	$45\cdot10^3$	600	20	70—250	40—70	50—1000	0,18
ТЛ200	200	300—900	360—1080	35	4000	$80\cdot10^3$	600	20	70—250	40—70	50—1000	0,18
ТЛВ320	320	300—1000	360—1200	40	4500	$101\cdot10^3$	800	20	70—250	20—70	20—500	0,13
Тиристоры быстродействующие												
ТБ2-160	160	300—1200	335—1340	30	4000	$80\cdot10^3$	350	5	20—50	200—400	100—1000	0,14
ТБ250	250	300—1000	335—1120	30	5000	$125\cdot10^3$	350	5	20—50	100—200	100—1000	0,09
ТБ400	400	300—1000	335—1120	30	7000	$245\cdot10^3$	400	5	30—50	100—200	100—1000	0,05
Тиристоры частотные												
ТЧ20	20	100—900	110—1000	30	580	1680	700	6	12—20	100	100—500	0,6
ТЧ63	63	100—900	110—1000	40	2000	$20\cdot10^3$	800	6	12—20	100—200	100—500	0,28
ТЧ125	125	100—900	110—1000	40	3400	$57,8\cdot10^3$	900	6	20—30	100—200	100—500	0,18
Симметричные тиристоры												
ТС2-10	10*	100—1100	110—1230	5	110	85	150	12	250	40—70	50—500	2,4
ТС2-80	80*	100—1100	110—1230	30	330	5600	250	20	250	40—70	50—500	0,47
ТС160	160*	50—1000	60—1100	60	1200	$14,4\cdot10^3$	800	20	70	10	20	0,25

* Действующее значение тока.

Конструктивное оформление тиристоров и диодов практически одинаково.

Методы охлаждения тиристоров совершенно аналогичны методам, применяемым к диодам.

В случае необходимости возможно как параллельное, так и последовательное соединение тиристоров [Л. 6, 8, 9]. При последовательном и параллельном соединении тиристоров обязательно следует учитывать явления, которые возникают при неодновременном включении и выключении тиристоров в группе. Например, в случае последовательного соединения тиристоров это явление может привести к включению отдельных приборов группы с чрезмерным напряжением на аноде, что может повлечь за собой повреждение тиристоров.

В настоящее время промышленностью выпускаются тиристоры на максимальные рабочие токи до 800 А и напряжения до нескольких киловольт. В табл. 1-3 приведены некоторые типы и основные характеристики мощных тиристоров отечественного производства.

ГЛАВА ВТОРАЯ

СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

2-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ, ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Выпрямитель может быть представлен в виде структурной схемы, показанной на рис. 2-1. Силовой трансформатор *1* служит для согласования входного и выходного напряжений выпрямителя. Трансформатор одновременно электрически разделяет питающую сеть и сеть нагрузки. Блок вентилей *2* осуществляет функцию выпрямления переменного тока. Сглаживающий фильтр *3* является звеном, уменьшающим пульсации выпрямленного тока в цепи нагрузки *4*. В случае управляемого выпрямителя в структуру схемы входит еще блок *5*, содержащий систему управления вентилями и систему автоматического регулирования. Для защиты самого выпрямителя от повреждения в аварийных режимах

в его схему входит еще система защиты и сигнализации *6*.

В некоторых случаях отдельные описанные выше звенья в схеме выпрямителя могут отсутствовать.

Полупроводниковые выпрямители могут быть классифицированы по следующим основным признакам.

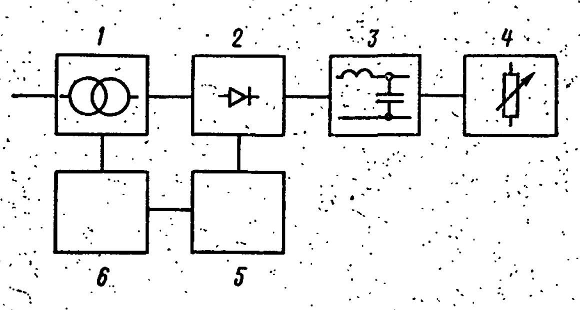


Рис. 2-1. Структурная схема выпрямителя.

По выходной мощности: установки малой (единицы киловатт), средней (десятки киловатт) и большой мощности. Подобное разделение в количественном отношении носит, конечно, условный характер.

По числу фаз источника питания: выпрямители однофазного тока; выпрямители трехфазного тока.

По возможностям регулирования: неуправляемые выпрямители; управляемые выпрямители.

Выпрямители однофазного и трехфазного тока в зависимости от схемы включения вентилей и схемы соединения обмоток трансформатора в свою очередь подразделяются на различные типы (схемы со средней точкой, мостовые и т. д.).

Иногда выпрямители классифицируют и по ряду других признаков: по напряжению (низкого, среднего и высокого напряжений); по частоте выпрямляемого тока.

Разделение выпрямителей по мощности имеет значение для выбора схемы выпрямления, типа применяемых вентилей и метода расчета параметров элементов схемы.

Полупроводниковые выпрямители однофазного тока обычно выполняются по схеме со средней точкой (рис. 2-2,*а*) и по мостовой схеме (рис. 2-2,*б*). Основная область применения этих схем — установки малой и средней мощности. Иногда однофазная мостовая схема

используется и в установках большой мощности, например в электрифицированном транспорте.

В большинстве случаев выпрямители средней и большой мощности питаются от сети трехфазного тока. При трехфазном питании в зависимости от схемы включения вентилей и схемы соединения обмоток трансформатора можно получить трех-, шести- или двенадцати-

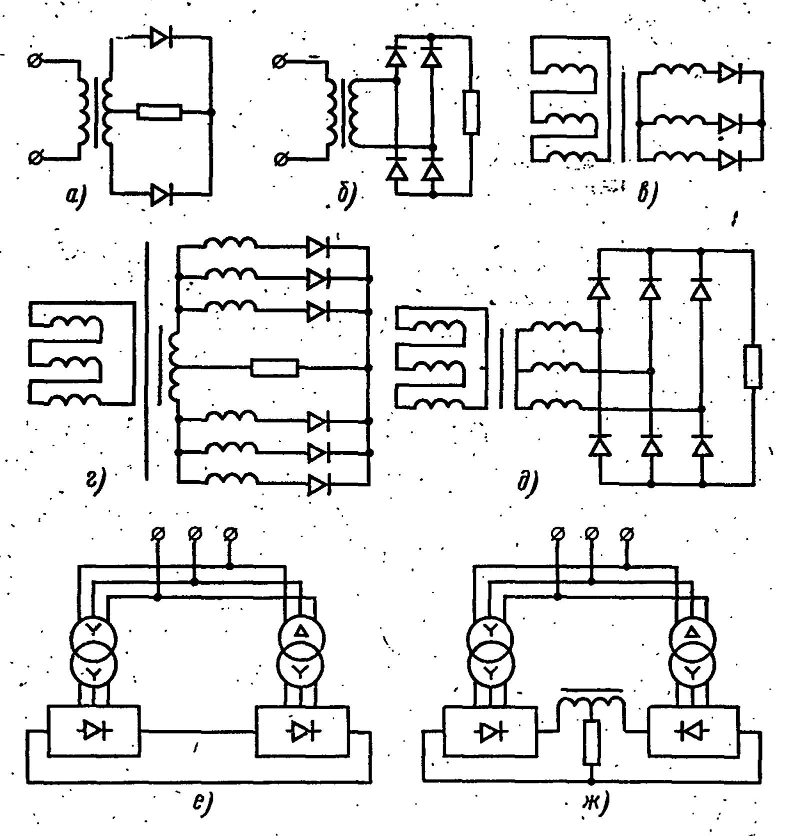


Рис. 2-2. Принципиальные схемы выпрямителей.

фазное выпрямление (фазность выпрямления в данном случае определяется по частоте пульсаций в кривой выпрямленного напряжения).

Из большого числа известных схем выпрямления трехфазного тока практически применяются следующие схемы:

а) трехфазная схема со средней точкой;
б) шестифазная схема с уравнительным реактором;
в) трехфазная мостовая схема.

Трехфазная схема со средней точкой (рис. 2-2,*в*) иногда используется в установках средней мощности. Эта схема является также составным элементом других, более сложных схем (например, шестифазной схемы с уравнительным реактором). Шестифазная схема с уравнительным реактором (рис. 2-2,*г*) и трехфазная мостовая схема (рис. 2-2,*д*) применяются в установках средней и большой мощности. Эти схемы обеспечивают шестифазное выпрямление, отличаются высокими технико-экономическими показателями.

Выпрямление с двенадцатикратной пульсацией выходного напряжения может быть получено путем последовательного или параллельного соединения схем, изображенных на рис. 2-2,*г* и *д*. Такие комбинированные схемы (рис. 2-2,*е* и *ж*), сохраняя достоинства схем, из которых они компонуются, позволяют существенно улучшить форму кривой тока, потребляемого из питающей сети, и уменьшить пульсации в кривой выпрямленного напряжения.

При проектировании и разработке выпрямителей необходимо произвести расчет схемы выпрямления с целью выявления условий работы ее основных элементов и определения их параметров. Основными исходными данными для расчета выпрямителя являются выпрямленное напряжение U_d и ток I_d (средние значения), а также действующее значение напряжения питающей сети. В процессе расчета подлежат определению:

А. Параметры, характеризующие условия работы вентилей.

1. Средний $I_{в.ср}$ и действующий $I_в$ токи через вентиль при номинальной нагрузке и возможных перегрузках.

2. Максимальное обратное напряжение на вентиле $U_{об.м}$.

3. Максимальное прямое напряжение на вентиле $U_{пр.м}$ (в случае применения тиристоров).

Б. Определяющие параметры трансформатора.

1. Действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора $U_{2ф}$ и I_2.

2. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора I_1.

3. Полная мощность каждой из обмоток (S_1; S_2) и полная расчетная (типовая) мощность трансформатора $S_т$.

Кроме перечисленных выше, имеется еще ряд параметров и зависимостей, характеризующих работу выпрямителя.

К ним относятся:

1. Гармонический состав кривой выпрямленного напряжения.

2. Гармонический состав кривой переменного тока, потребляемого из питающей сети.

3. Внешняя характеристика выпрямителя, которая представляет собой зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока: $U_d=f(I_d)$.

4. Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя, которая определяет зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла управления: $U_d=f(\alpha)$.

5. Коэффициент мощности выпрямительной установки χ.

6. Коэффициент полезного действия η.

Для точного определения искомых параметров и характеристик выпрямителя необходим детальный анализ электромагнитных процессов в его схеме. Такой анализ с учетом реальных параметров элементов схемы выпрямителя (вентилей, трансформатора и т. д.) достаточно сложен вследствие громоздкости получаемых уравнений.

Для рассмотрения принципа действия и анализа процессов в различных схемах выпрямления можно воспользоваться методом идеализации рассматриваемой схемы с последующим ее усложнением и постепенным учетом основных влияющих факторов.

Это позволит наиболее просто и наглядно вывести основные соотношения, связывающие токи и напряжения в схеме выпрямителя, а также провести сравнение различных схем выпрямления с целью определения наиболее целесообразных областей их применения.

В данной главе рассматривается работа идеализированных выпрямителей, состоящих из идеальных вентилей и идеального трансформатора.

Термином «неуправляемый идеальный вентиль» определяется некий несимметричный резистор, сопротивление

которого в одном направлении равно нулю, а в противоположном — бесконечности.

Для управляемого вентиля также вводится понятие «идеальный управляемый вентиль». Сопротивление идеального управляемого вентиля в обратном направлении, а также и в прямом закрытом состоянии равно бесконечности. В открытом состоянии прямое сопротивление идеального управляемого вентиля равно нулю.

В идеальном трансформаторе полагаются равными нулю активные сопротивления обмоток, потери в магнитопроводе, индуктивности рассеяния и намагничивающий ток.

В следующей главе (гл. 3) рассматриваются явление коммутации токов с вентиля на вентиль и влияние его на процессы в схеме при наличии индуктивностей в контуре коммутации. Затем показана возможность учета (в тех случаях, когда это необходимо) остальных параметров реальной схемы.

Такой порядок рассмотрения работы выпрямителя, принятый в настоящем издании, позволяет без существенного усложнения получить общие расчетные соотношения для различных схем выпрямления и при необходимости внести в расчет соответствующие коррективы.

В качестве основных режимов рассматриваются случаи работы выпрямителя на следующие виды нагрузок:

а) чисто активная нагрузка;

б) активно-индуктивная нагрузка;

в) нагрузка с противо-э. д. с.

Режим работы выпрямителя на активно-емкостную нагрузку, характерный в основном для маломощных и специальных выпрямителей, исключен из рассмотрения. Из всех способов изменения выходного напряжения выпрямителя подробно разбирается только вариант с управляемыми вентилями.

С методической точки зрения вначале целесообразно рассмотреть на примере более простой однофазной схемы отдельно все варианты изучаемых режимов (неуправляемый и управляемый выпрямители, работа на различные виды нагрузки). В дальнейшем сразу будет рассматриваться управляемый выпрямитель, а варианты режимов работы схемы будут представлены как частные случаи.

2-2. ОДНОФАЗНАЯ ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ

а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку

Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой представлена на рис. 2-3,*а*. Эту схему иногда называют двухфазной, так как вторичная обмотка силового трансформатора создает систему напряжений, смещенных друг относительно друга на 180°. Рассмотрим работу схемы на активную нагрузку (ключ *К* на рис. 2-3,*а* замкнут). Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора можно представить в следующем виде:

$$u_2 = \sqrt{2} U_{2ф} \sin \omega t = \sqrt{2} U_{2ф} \sin \vartheta, \quad (2\text{-}1)$$

где u_2 и $U_{2ф}$ — соответственно мгновенное и действующее значения фазного напряжения; $\vartheta = \omega t$; ω — угловая частота питающей сети; t — время.

Пусть в интервале времени $0-\vartheta_1$ (рис. 2-3,*б*) верхний конец вторичной полуобмотки (помечен на рис. 2-3,*а* точкой) положителен по отношению к средней точке. Рассматривая контур, обведенный на рис. 2-3,*а* пунктирной линией, нетрудно заметить, что при таком условии анод вентиля *В1* положителен по отношению к катоду и, следовательно, вентиль *В1* будет включен.

В результате в интервале $0-\vartheta_1$ к сопротивлению нагрузки R_d приложено фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2. Вентиль *В2* в интервале $0-\vartheta_1$ выключен, так как к нему приложено отрицательное напряжение, которое, как видно из рассмотрения контура, обведенного на рис. 2-3,*а* штрих-пунктирной линией, равно разности фазных напряжений вторичной обмотки (т. е. линейному напряжению). В следующем интервале работы схемы $\vartheta_1-\vartheta_2$ полярность напряжения на обмотках трансформатора сменится и вентили поменяются ролями. Переход тока с вентиля *В1* на вентиль *В2* произойдет в момент ϑ_1, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора сменит знак.

Явление перехода тока с вентиля на вентиль носит название процесса коммутации.

На рис. 2-3,*а* вентили *В1* и *В2* объединены катодами, образуя так называемую «катодную» группу. Возможно также образование «анодной» группы в случае объединения анодов вентилей.

Кривая выпрямленного напряжения u_d (рис. 2-3,*б*) состоит из однополярных полуволн фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Как видно из рис. 2-3,*б*, кратность пульсаций выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна двум. Кривая

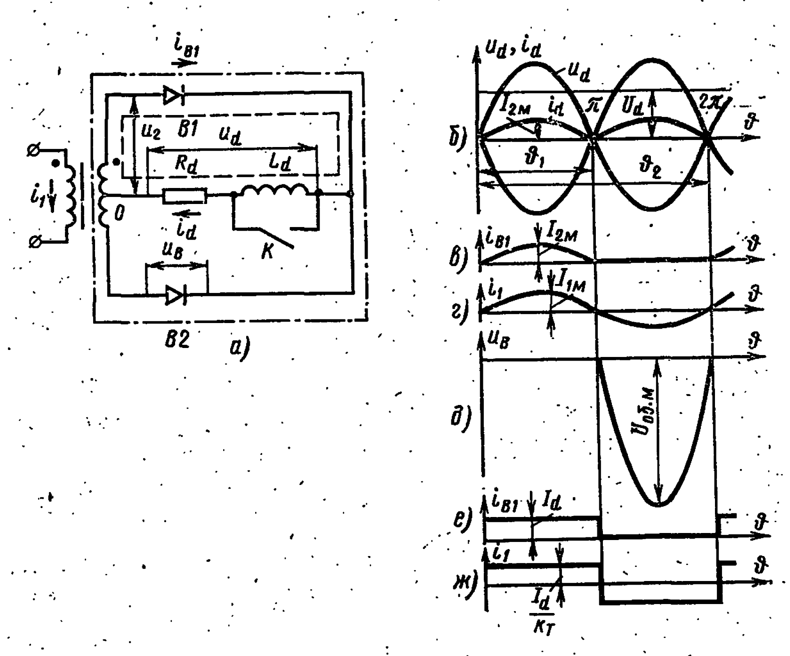


Рис. 2-3. Однофазная двухполупериодная схема на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

выпрямленного тока i_d в точности повторяет кривую выпрямленного напряжения (рис. 2-3,*б*). Кривая тока через вентиль $i_в$, являющегося также и током вторичной обмотки трансформатора, представлена на рис. 2-3,*в* (ток вентиля *B1*).

Ток первичной обмотки питающего трансформатора (рис. 2-3,*г*) чисто синусоидален, так как каждая половина вторичной обмотки, чередуясь через полпериода, пропускает полуволны синусоидального тока в противоположных направлениях.

Кривая напряжения на вентиле $u_в$ представлена на рис. 2-3,*д*.

Для полной характеристики работы выпрямительной схемы необходимо вывести количественные соотношения, которые связали бы все токи и напряжения схемы. Обычно принято все токи и напряжения схемы выпрямления связывать с двумя базисными значениями: действующим фазным напряжением вторичной обмотки трансформатора $U_{2ф}$ и средним выпрямленным током I_d. Среднее выпрямленное напряжение выпрямителя U_d может быть вычислено следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^T u_d\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}\, U_{2ф} \sin\vartheta\, d\vartheta, \qquad (2\text{-}2)$$

где u_d — мгновенное выпрямленное напряжение.

Окончательно получим:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{2ф} = 0{,}9 U_{2ф}. \qquad (2\text{-}3)$$

Максимальное обратное напряжение на вентиле $U_{об.м}$ равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{об.м} = 2\sqrt{2}\, U_{2ф} = 2{,}84 U_{2ф}. \qquad (2\text{-}4)$$

Средний выпрямленный ток

$$I_d = U_d / R_d. \qquad (2\text{-}5)$$

Средний ток через вентиль $I_{в.ср}$ равен:

$$I_{в.ср} = I_d / 2. \qquad (2\text{-}6)$$

Максимальный ток вентиля $I_{в.м}$ (равный амплитуде тока вторичной обмотки $I_{2м}$) выражается через среднее значение i_d следующим образом:

$$I_{в.м} = I_{2м} = \frac{\pi}{2} I_d. \qquad (2\text{-}7)$$

Действующий ток через вентиль $I_в$, равный действующему току вторичной обмотки трансформатора I_2, может быть получен из следующей формулы:

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_в^2\, dt}, \qquad (2\text{-}8)$$

где $i_в$ — мгновенный ток вентиля.

Учитывая, что в проводящий полупериод ток вентиля синусоидален ($i_в = I_{в.м} \sin \vartheta$), а в непроводящий полупериод $i_в = 0$, получаем:

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I^2_{в.м} \sin^2 \vartheta \, d\vartheta} = \frac{\pi}{4} I_d. \qquad (2\text{-}9)$$

Действующий ток первичной обмотки I_1 может быть найден через амплитуду тока в первичной обмотке $I_{1м}$:

$$I_1 = \frac{I_{1м}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_{2м}}{k_т}, \qquad (2\text{-}10)$$

где $k_т = U_{1ф}/U_{2ф}$ — коэффициент трансформации трансформатора; $U_{1ф}$ — действующее напряжение первичной обмотки трансформатора.

Подставляя (2-7) в (2-10), получаем:

$$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_d}{k_т}. \qquad (2\text{-}11)$$

Для полной характеристики выпрямителя необходимо знать расчетную (или типовую) мощность трансформатора, которая определяется как полусумма полных мощностей его первичной и вторичной обмоток.

Мощность трансформатора обычно подсчитывается в режиме номинальной нагрузки $I_d = I_{dн}$ ($I_{dн}$ — номинальное значение I_d). Мощность первичной обмотки равна:

$$S_1 = U_{1ф} I_{1н} = k_т \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_{dн}}{k_т} = \frac{\pi^2}{8} P_{dн}, \qquad (2\text{-}12)$$

где $I_{1н}$ — номинальный действующий ток первичной обмотки трансформатора; $P_{dн}$ — номинальная мощность выпрямленного тока, подсчитываемая как произведение постоянных составляющих выпрямленного тока $I_{dн}$ и напряжения U_d.

Суммарная мощность двух вторичных обмоток равна:

$$S_2 = 2U_{2ф} I_{2н} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{4} I_{dн} = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} P_{dн}, \qquad (2\text{-}13)$$

где $I_{2н}$ — номинальный действующий ток вторичной обмотки трансформатора.

Расчетная мощность трансформатора $S_т$ равна:

$$S_т = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1}{2}\left(\frac{\pi^2}{8} + \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}}\right) P_{dн} = 1{,}48 P_{dн}. \quad (2\text{-}14)$$

Как видно из формулы (2-14), расчетная мощность трансформатора превышает мощность выпрямленного тока.

Для сравнительной оценки различных схем выпрямления целесообразно ввести так называемый коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора $k_п$, определяемый как отношение типовой мощности трансформатора к номинальной активной мощности выпрямленного тока $P'_{dн}$:

$$k_п = S_т / P'_{dн}. \quad (2\text{-}15)$$

В случае работы схемы на чисто активное сопротивление активная мощность, потребляемая в нагрузке, $P'_{dн}$ не равна $P_{dн}$. Мощность $P'_{dн}$ может быть вычислена следующим образом:

$$P'_{dн} = \frac{1}{T}\int_0^T u_d i_d \, dt = \frac{\pi^2}{8} P_{dн}. \quad (2\text{-}16)$$

В результате коэффициент $k_п$ будет равен:

$$k_п = \frac{2 + \sqrt{2}}{2\sqrt{2}} = 1{,}2. \quad (2\text{-}17)$$

Для оценки работы вентилей в схемах выпрямления можно воспользоваться коэффициентами использования вентилей по напряжению k_U и по току k_I, $k_{Iср}$. Коэффициент k_U равен отношению максимального обратного напряжения на вентилях схемы к среднему выпрямленному напряжению:

$$k_U = U_{об.м} / U_d. \quad (2\text{-}18)$$

Коэффициенты k_I и $k_{Iср}$ определяются как отношения действующего и среднего токов вентиля к среднему выпрямленному току:

$$k_I = I_в / I_d; \quad k_{Iср} = I_{в.ср} / I_d.$$

Для рассматриваемой схемы коэффициенты k_U и k_I; $k_{Iср}$ равны:

$$k_U = \pi; \quad k_I = \pi/4; \quad k_{Iср} = 1/2. \quad (2\text{-}19)$$

б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Рассмотрим режим работы выпрямителя при наличии индуктивности L_d в цепи нагрузки (ключ K на рис. 2-3,*а* разомкнут). Подобный режим встречается в случае включения в цепь нагрузки индуктивного фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного тока или определяется самим характером потребителя (например, обмотки возбуждения электрических машин). Влияние индуктивности в цепи нагрузки сказывается на пульсациях в кривой выпрямленного тока i_d, а также на действующих токах, протекающих в обмотках силового трансформатора и вентилях. Очевидно, что чем больше индуктивность L_d, тем меньше переменная составляющая в кривой i_d и тем более сглажен выпрямленный ток.

Выражение для мгновенного выпрямленного тока может быть получено из решения следующего уравнения, описывающего процессы в цепи нагрузки:

$$\sqrt{2}U_{2ф}\sin\vartheta=\omega L_d\frac{di_d}{d\vartheta}+R_d i_d. \qquad (2\text{-}20)$$

Решение уравнения (2-20) выглядит следующим образом [Л. 11]:

$$i_d=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{\sqrt{R^2_d+(\omega Ld)^2}}\times$$

$$\times\left[\sin(\vartheta-\varphi)+\frac{2\sin\varphi}{1-e^{-\frac{\pi R_d}{\omega L_d}}}e^{-\frac{R_d}{\omega L_d}\vartheta}\right], \qquad (2\text{-}21)$$

где $\varphi=\operatorname{arctg}\omega L_d/R_d$.

На рис. 2-4 построены вычисленные по уравнению (2-21) относительные значения выпрямленного тока ($i^*_d=i_d/I_d$). В семействе кривых, приведенных на рис. 2-4, значения $\operatorname{tg}\varphi=\omega L_d/R_d$ используются в виде параметра.

Обычно при анализе работы схем выпрямления на активно-индуктивную нагрузку удобно принимать индуктивность L_d бесконечно большой и полагать ток i_d идеально сглаженным. Это позволяет получить очень простые соотношения для токов в схеме выпрямителя. При конечной, но достаточно большой индуктивности L_d

(например, $\omega L_d/R_d \geqslant 5$) отличие в расчетных соотношениях от случая $L_d=\infty$ будет весьма незначительным.

Особенности работы схемы с большой сглаживающей индуктивностью проявляются в изменении формы токов, протекающих через элементы схемы. Формы кривых выпрямленного и обратного напряжений остаются такими же, как при работе схемы на чисто активную нагрузку (рис. 2-3,*б* и *д*).

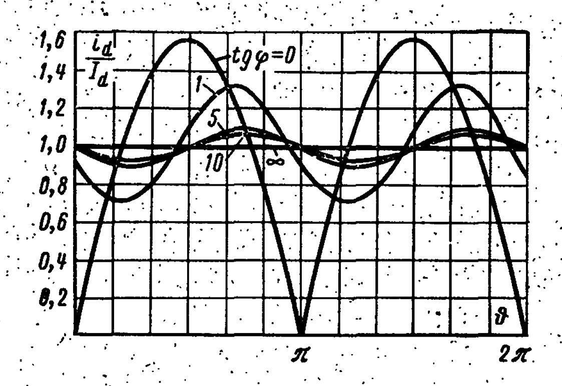


Рис. 2-4. Кривые выпрямленного тока однофазной двухполупериодной схемы при различных $\operatorname{tg}\varphi=\omega L_d/R_d$ нагрузки.

Это объясняется тем, что переход тока с вентиля на вентиль (коммутация) будет происходить в те же моменты, что и в случае работы схемы без сглаживающей индуктивности. Процесс коммутации можно считать мгновенным, так как трансформатор идеален и контур коммутации (обведен на рис. 2-3,*а* штрихпунктирной линией) не обладает индуктивностью.

Форма кривой тока через вентиль представляет собой прямоугольные импульсы длительностью 180° с амплитудой, равной I_d (рис. 2-3,*е*). Ток первичной обмотки трансформатора также имеет прямоугольную форму (рис. 2-3,*ж*). Изменение количественных соотношений между параметрами схемы коснется только токов.

Средний ток вентиля, как и при чисто активной нагрузке, равен половине среднего выпрямленного тока:

$$I_{в.ср}=I_d/2. \qquad (2\text{-}22)$$

Действующий ток через вентиль (равный действующему току вторичной обмотки I_2) будет отличаться от случая работы схемы с $L_d=0$:

$$I_в=I_2=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I^2_d\,d\vartheta}=\frac{I_d}{\sqrt{2}}. \qquad (2\text{-}23)$$

Действующий ток прямоугольной формы в первичной обмотке трансформатора равен:

$$I_1=I_d/k_т. \qquad (2\text{-}24)$$

Имея выражения для токов и напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора, можно определить расчетные мощности обмоток. Полная мощность первичной обмотки может быть представлена следующим выражением:

$$S_1=U_{1ф}I_{1н}=\frac{\pi}{2\sqrt{2}}P_{dн}=1{,}11P_{dн}. \qquad (2\text{-}25)$$

Полная мощность вторичной обмотки равна:

$$S_2=2U_{2ф}I_{2н}=\frac{\pi}{2}P_{dн}=1{,}57P_{dн}. \qquad (2\text{-}26)$$

Отсюда может быть получена расчетная или типовая мощность выпрямительного трансформатора $S_т$:

$$S_т=\frac{S_1+S_2}{2}=\frac{\pi}{4\sqrt{2}}(1+\sqrt{2})P_{dн}=1{,}34P_{dн}. \qquad (2\text{-}27)$$

В случае идеально сглаженного тока номинальная активная мощность, потребляемая в нагрузке, равна $P'_{dн}=P_{dн}=U_dI_{dн}$. В результате для $k_п$ может быть получено:

$$k_п=\frac{S_т}{P'_{dн}}=\frac{S_т}{P_{dн}}=1{,}34. \qquad (2\text{-}28)$$

Коэффициенты использования вентилей по напряжению и току для данного случая соответственно равны:

$$k_U=\pi;\ k_I=1/\sqrt{2};\ k_{Iср}=1/2. \qquad (2\text{-}29)$$

в) Работа неуправляемого выпрямителя на нагрузку с противо-э. д. с.

Нагрузка с противо-э. д. с. встречается в основном при использовании выпрямителей в области электрохимии и электропривода. К нагрузкам подобного типа можно отнести различного рода электролизеры, аккумуляторы, а также двигатели постоянного тока. Главной особенностью такого рода потребителей является наличие у них собственной э. д. с. E_0, которая направлена навстречу э. д. с. выпрямителя. В результате протекающий через нагрузку ток будет определяться разностью двух э. д. с. — э. д. с. выпрямителя и э. д. с. приемника.

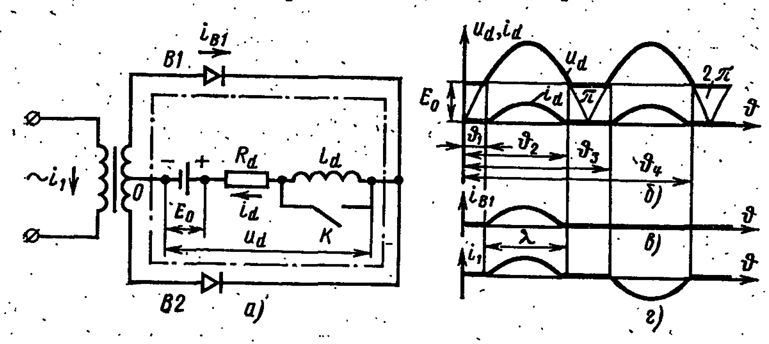


Рис. 2-5. Кривые токов и напряжений на элементах неуправляемой однофазной двухполупериодной схемы при работе на нагрузку с противо-э. д. с.

На рис. 2-5,*а* представлена схема однофазного двухполупериодного выпрямителя, который нагружен на приемник с противо-э. д. с. Рассмотрим вначале работу схемы без сглаживающей индуктивности (ключ *К* замкнут). Сопротивление R_d в данном случае эквивалентно внутреннему сопротивлению приемника. Мгновенный выпрямленный ток в цепи нагрузки определяется следующим уравнением:

$$i_d = \frac{u_d - E_0}{R_d}. \qquad (2\text{-}30)$$

Очевидно, что ток через вентили схемы может проходить только в те части периода, когда мгновенное выпрямленное напряжение будет больше E_0. Например, вентиль *В1* включится в момент ϑ_1 и выключится в момент ϑ_2 (рис. 2-5,*б*).

Момент ϑ_1 может быть определен из следующего уравнения:

$$\sin\vartheta_1 = E_0/\sqrt{2}U_{2ф}. \qquad (2\text{-}31)$$

Интервал времени λ, в течение которого вентиль $B1$ открыт, определяется следующим образом:

$$\lambda = \vartheta_2 - \vartheta_1 = \pi - 2\vartheta_1. \qquad (2\text{-}32)$$

Из уравнения (2-32) можно получить следующее выражение:

$$\cos\frac{\lambda}{2} = \sin\vartheta_1 = \frac{E_0}{\sqrt{2}U_{2ф}}. \qquad (2\text{-}33)$$

Как видно из рис. 2-5,*б*, вентиль *В2* включится в следующую половину периода и будет проводить ток в интервале $\vartheta_3 - \vartheta_4$.

В результате кривая выпрямленного тока i_d будет иметь прерывистый характер. На рис. 2-5,*б* представлены кривые u_d и i_d. Кривая тока через вентиль $i_в$ и кривая первичного тока i_1 приведены на рис. 2-5,*в* и *г*. Средний ток через нагрузку может быть получен в следующем виде:

$$I_d = \frac{1}{R_d}\left[\frac{1}{\pi}\int\limits_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}}(\sqrt{2}U_{2ф}\cos\vartheta - E_0)\,d\vartheta\right]. \qquad (2\text{-}34)$$

С помощью (2-31), (2-33) и (2-34) окончательно получаем:

$$I_d = \frac{2E_0}{\pi R_d}\,\frac{\sin\frac{\lambda}{2} - \frac{\lambda}{2}\cos\frac{\lambda}{2}}{\cos\frac{\lambda}{2}}. \qquad (2\text{-}35)$$

Средний ток через вентиль равен:

$$I_{в.ср} = I_d/2. \qquad (2\text{-}36)$$

Действующий ток вентиля $I_в$ (равный действующему току вторичной обмотки I_2) может быть подсчитан следующим образом [Л. 11]:

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}}\left[\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{R_d}\left(\cos\vartheta - \cos\frac{\lambda}{2}\right)\right]^2 d\vartheta}. \qquad (2\text{-}37)$$

В связи с тем, что мгновенные токи первичной обмотки пропорциональны мгновенным токам вторичной обмотки ($i_1 = i_2/k_т = i_в/k_т$), действующий первичный ток может быть получен с учетом (2-37) следующим образом:

$$I_1 = \sqrt{2\left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}}\left(\frac{i_в}{k_т}\right)^2 d\vartheta\right]} = \sqrt{\frac{2}{k_т^2}\left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}} i_в^2\, d\vartheta\right]} = \frac{\sqrt{2}}{k_т} I_в. \quad (2\text{-}38)$$

Максимальное обратное напряжение $U_{об.м}$ остается в этом режиме точно таким же, как и при работе схемы на чисто активную нагрузку без противо-э. д. с. Это ясно из рассмотрения контура, обведенного на рис. 2-5,*а* штрихпунктирной линией.

При включении в цепь нагрузки сглаживающей индуктивности (ключ *К* на рис. 2-5,*а* разомкнут) уравнение, описывающее процесс в схеме, выглядит следующим образом:

$$u_d = E_0 + L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d. \quad (2\text{-}39)$$

Уравнение (2-39) может быть переписано в другой форме:

$$i_d = \frac{[u_d - L_d\, di_d/dt - E_0]}{R_d}. \quad (2\text{-}40)$$

В случае идеально сглаженного тока ($L_d = \infty$) мгновенный и средний выпрямленные токи совпадают, а переменная составляющая выпрямленного напряжения целиком падает на сглаживающей индуктивности. Таким образом, можно написать:

$$i_d = I_d; \quad (2\text{-}41)$$

$$u_d - L_d \frac{di_d}{dt} = U_d. \quad (2\text{-}42)$$

Подставив (2-41) и (2-42) в (2-40), получим:

$$I_d = \frac{U_d - E_0}{R_d}. \quad (2\text{-}43)$$

Как видно из формулы (2-43), наличие противо-э. д. с. в цепи нагрузки в данном случае приводит только к изменению среднего выпрямленного тока.

Формы кривых токов вентилей, первичного тока трансформатора и кривой обратного напряжения на вентиле при этом остаются такими же, как и в ранее разобранном случае работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.

г) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку

В большинстве практических случаев выпрямительные установки должны обеспечивать возможность плавного регулирования среднего выпрямленного напряжения U_d.

Как видно из выражения (2-3), при использовании в выпрямителе неуправляемых вентилей среднее значение выпрямленного напряжения пропорционально питающему напряжению $U_{2ф}$. Отсюда следует, что регулирование U_d в этом случае возможно только за счет изменения входного напряжения. Подобный метод не всегда удобен. Регулирование U_d можно также осуществить с помощью регулируемых реакторов (РР), включенных последовательно с неуправляемыми вентилями [Л. 14]. Существенным недостатком этого способа является значительная установленная мощность РР.

Значительно более широкие возможности дает использование в схемах выпрямления управляемых вентилей — тиристоров.

Применение управляемых вентилей вносит ряд существенных особенностей в режим работы схемы: изменяются формы кривых токов и напряжений на элементах выпрямителя и меняется режим работы вентилей.

Общий вид однофазной двухполупериодной схемы с управляемыми вентилями представлен на рис. 2-6,*а*. Рассмотрим вначале работу схемы на активную нагрузку (ключ *К* на рис. 2-6,*а* замкнут). Использование в схеме выпрямителя управляемых вентилей позволяет задерживать начало прохождения тока через очередной вступающий в работу вентиль по отношению к моменту его естественного отпирания. В случае использования в схеме рис. 2-6,*а* неуправляемых вентилей вентиль *В1* включился бы в момент времени $\vartheta=0$ (рис. 2-6,*б*). Этот момент является моментом естественного включения

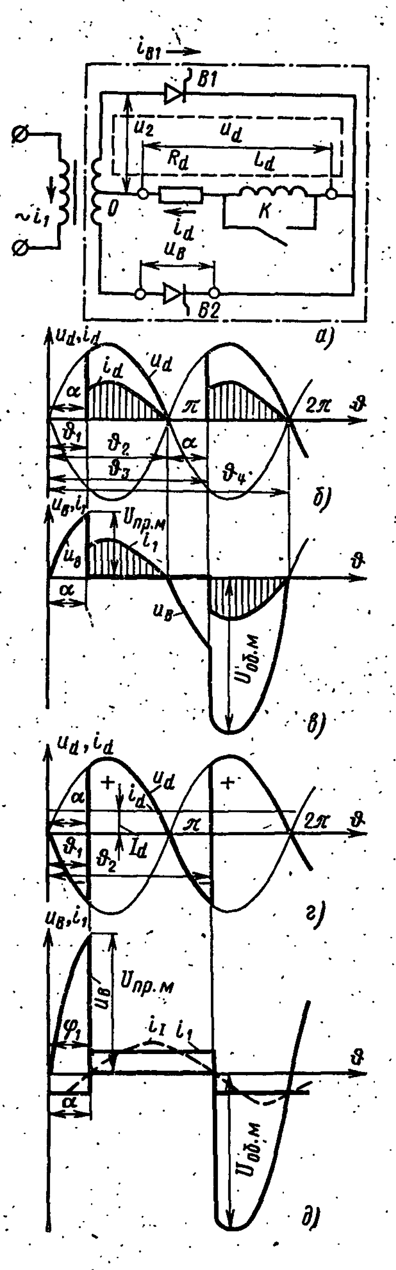


Рис. 2-6. Однофазная двухполупериодная схема на управляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

вентиля *B1*. Предположим, что на управляющий электрод вентиля *B1* отпирающий импульс будет подан в момент ϑ_1 (рис. 2-6,*б*). В этом случае вентиль *B1* включится с некоторой задержкой. Угол задержки, отсчитываемый от момента естественного включения вентиля, выраженный в электрических градусах, называется углом управления и обычно обозначается буквой α. В результате в интервале $0-\vartheta_1$ напряжение на сопротивлении нагрузки R_d будет равно нулю (оба вентиля в закрытом состоянии). В момент включения вентиля *B1* напряжение на нагрузке R_d скачком возрастает и далее будет изменяться по синусоиде фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. В момент ϑ_2 (рис. 2-6,*б*) фазное напряжение сменит знак, ток вентиля упадет до нуля, и он выключится. Далее в интервале $\vartheta_2-\vartheta_3$, равном углу управления α, оба вентиля будут в закрытом со-

стоянии, и в момент ϑ_3 вступит в работу вентиль *В2*. В момент ϑ_4 вентиль *В2* выключается, и через интервал, равный углу α, вновь вступит в работу вентиль *В1*.

В случае работы выпрямителя на чисто активную нагрузку кривая выпрямленного тока полностью повторяет форму кривой u_d. На рис. 2-6,*б* представлен характер изменения величин u_d и i_d для случая работы схемы с углом управления $\alpha=60°$.

Кривая напряжения на вентиле $u_в$ построена ниже (рис. 2-6,*в*). В интервале $0—\vartheta_1$ (рис. 2-6,*б*) к вентилю *В1* приложено положительное фазное напряжение u_2, действующее в контуре, обведенном пунктиром на рис. 2-6,*а*. Далее в интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ вентиль *В1* находится в открытом состоянии, и падение на нем равно нулю. После прохождения тока i_d через нуль в момент $\vartheta_2=\pi$ вентиль *В1* выключается, и на нем начинает расти уже отрицательное напряжение, равное фазному, поскольку вентиль *В2* также находится в закрытом состоянии. В момент $\vartheta_3=\pi+\alpha$ включится вентиль *В2* и к вентилю *В1* прикладывается линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора (см. контур, обведенный на рис. 2-6,*а* штрихпунктирной линией).

Линейное напряжение будет приложено к вентилю *В1* вплоть до момента $\vartheta_4=2\pi$, когда выключится вентиль *В2*. В дальнейшем процессы в схеме начнут повторяться. Кривая напряжения на вентиле *В2* аналогична кривой $u_в$ на вентиле *В1*, но только смещена по отношению к ней на половину периода питающего напряжения. На рис. 2-6,*в* изображена кривая напряжения $u_в$ на вентиле *В1* и кривая тока первичной обмотки трансформатора i_1.

Форма кривой тока i_1 определяется из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток выпрямительного трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения можно вычислить следующим образом:

$$U_d=\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}\,U_{2ф}\sin\vartheta\,d\vartheta=\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_{2ф}(1+\cos\alpha). \quad (2\text{-}44)$$

Умножив числитель и знаменатель (2-44) на 2, формулу можно переписать в следующем виде:

$$U_d=U_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}, \quad (2\text{-}45)$$

где U_{d0} — значение U_d при $\alpha=0$ [по формуле (2-3)].

Для управляемых выпрямителей важной характеристикой является регулировочная характеристика $U_d = f(\alpha)$, представленная для данной схемы формулой (2-45). Как видно из формулы (2-45), в случае работы выпрямителя на чисто активную нагрузку предельным углом управления α, при котором выпрямленное напряжение равняется нулю, будет угол $\alpha_м = 180°$.

Максимальное обратное напряжение на вентиле при углах $\alpha < 90°$ равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{об.м} = 2\sqrt{2}U_{2ф}. \qquad (2\text{-}46)$$

Максимальное прямое напряжение на вентиле в закрытом состоянии $U_{пр.м}$ при $\alpha < 90°$ зависит от угла управления следующим образом:

$$U_{пр.м} = \sqrt{2}U_{2ф}\sin\alpha. \qquad (2\text{-}47)$$

Как видно из формулы (2-47), при $\alpha = 90°$ напряжение $U_{пр.м}$ достигает максимума. В этом случае $U_{пр.м}$ равно амплитуде фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Средний выпрямленный ток может быть выражен следующей формулой:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_{d0}}{R_d}\left[\frac{1+\cos\alpha}{2}\right]. \qquad (2\text{-}48)$$

Среднее значение тока через вентиль равно:

$$I_{в.ср} = I_d/2. \qquad (2\text{-}49)$$

Действующий ток через вентиль ($I_в = I_2$) определяется следующим образом:

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int\limits_{\alpha}^{\pi} i_в^2\, d\vartheta} = I_{в.ср}k_f = \frac{I_d}{2}k_f, \qquad (2\text{-}50)$$

где k_f — коэффициент формы кривой тока в вентиле:

$$k_f = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\,\frac{\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\alpha\right]}}{1+\cos\alpha}. \qquad (2\text{-}51)$$

Как видно из формул (2-50) и (2-51), соотношение между средним и действующим токами вентиля зависит

от угла управления α. С увеличением угла α отношение действующего тока к среднему возрастает. Это обстоятельство необходимо учитывать при расчете элементов схемы выпрямителя (вентили, трансформатор), особенно в случаях проектирования выпрямителей, предназначенных для работы в режимах стабилизации выпрямленного тока.

Действующий первичный ток трансформатора может быть определен следующим образом. Как видно из рис. 2-6,*б* и *в*, мгновенные токи i_1 и $i_в$ пропорциональны:

$$i_1 = i_в / k_т. \qquad (2\text{-}52)$$

Следовательно, для I_1 с учетом (2-50) можно написать:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i^2{}_1\, d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[2\int_\alpha^\pi \frac{i^2{}_в}{k^2{}_т}\, d\vartheta\right]} =$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{k_т}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi i^2{}_в\, d\vartheta}, \qquad (2\text{-}53)$$

или окончательно

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{k_т} I_в = \frac{\sqrt{2}}{k_т} I_2. \qquad (2\text{-}54)$$

д) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Процессы в выпрямителе в случае работы его в режиме сглаженного выпрямленного тока (ключ *К* на рис. 2-6,*а* разомкнут) существенно отличаются от процессов при работе схемы на активную нагрузку. Полагаем индуктивность $L_d = \infty$.

Тогда в отличие от случая работы схемы на активную нагрузку вентиль *В1*, вступив в работу в момент времени $\vartheta_1 = \alpha$ (рис. 2-6,*г*), будет проводить токи нагрузки вплоть до момента $\vartheta_2 = \pi + \alpha$, когда вступит в работу вентиль *В2* и произойдет коммутация. В связи с этим выпрямленное напряжение u_d на некоторых интервалах 0—α; π—($\pi+\alpha$) принимает отрицательное значение. Это объясняется тем, что в этих интервалах ток через нагрузку поддерживается запасом энергии,

накопленным в индуктивности L_d. Среднее выпрямленное напряжение может быть при этом определено следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int\limits_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_{2ф} \sin \vartheta \, d\vartheta. \quad (2\text{-}55)$$

Произведя интегрирование и подставив одновременно значение U_{d0}, получим:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2\text{-}56)$$

Как видно из (2-56), регулировочная характеристика в этом режиме имеет иной вид, чем в случае работы на чисто активную нагрузку. Предельным углом управления (при котором $U_d=0$) является угол $\alpha_м=90°$.

Кривая напряжения на вентиле *В1* построена на рис. 2-6,*д*. В интервале $\vartheta=0-\alpha$ ток проводит вентиль *В2*, а вентиль *В1* находится в закрытом состоянии. В этом случае к вентилю *В1* приложено линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора (см. контур, обведенный на рис. 2-6,*а* штрихпунктирной линией). Полярность приложенного к вентилю напряжения положительна. Далее, в интервале $\vartheta=\alpha-(\pi+\alpha)$ вентиль *В1* проводит и напряжение на нем равно нулю. В момент $\vartheta_2=\pi+\alpha$ включается вентиль *В2*, ток переходит на него и вентиль *В1* выключается. После выключения к вентилю *В1* опять прикладывается линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора, но уже с отрицательной полярностью. После момента $\vartheta=2\pi$ напряжение на вентиле меняет знак, и процессы начинают повторяться. Максимальное обратное напряжение на вентиле, как это видно на рис. 2-6,*д*, равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки:

$$U_{об.м} = 2\sqrt{2} U_{2ф}. \quad (2\text{-}57)$$

Максимальное прямое напряжение на вентиле $U_{пр.м}$ зависит от угла α следующим образом:

$$U_{пр.м} = 2\sqrt{2} U_{2ф} \sin \alpha. \quad (2\text{-}58)$$

Средний выпрямленный ток может быть определен как

$$I_d = U_d / R_d. \quad (2\text{-}59)$$

Соотношения между токами в элементах схемы в случае $L_d=\infty$ не зависят от угла α и определяются форму-

лами, выведенными для случая неуправляемого выпрямителя.

Форма кривой тока через вентиль представляет собой прямоугольные импульсы тока длительностью 180° с амплитудой, равной I_d. Кривая первичного тока i_1, как и для случая неуправляемого выпрямителя, имеет прямоугольную форму (рис. 2-6,*д*), и моменты перехода ее через нуль сдвинуты в сторону отставания относительно кривой питающего напряжения на угол $\varphi_1=\alpha$.

Обращаясь к кривым рис. 2-3,*б* и *ж* и рис. 2-6,*г* и *д*, можно заметить, что при отсутствии управления первая гармоника первичного тока i_I совпадает по фазе с кривой питающего напряжения.

При наличии управления i_I отстает по фазе от питающего напряжения на угол φ_1, равный углу управления α.

Вследствие этого $\cos\varphi_1$ выпрямительных установок с управляемыми вентилями обычно меньше единицы и тем ниже, чем с бóльшими углами управления работает выпрямитель.

е) Работа управляемого выпрямителя с нулевым вентилем

Регулирование выпрямленного напряжения с помощью управляемых вентилей ухудшает коэффициент мощности выпрямителя. Это приводит к потреблению выпрямителем из сети реактивной мощности. Подобное явление можно несколько ослабить, используя в схеме выпрямителя так называемый нулевой вентиль [Л. 12]. Схема управляемого выпрямителя с нулевым вентилем приведена на рис. 2-7,*а*.

Нулевым вентилем (*ВО*) здесь служит неуправляемый вентиль, включенный параллельно нагрузке и сглаживающий индуктивности с полярностью, показанной на рис. 2-7,*а*. Использование в схеме нулевого вентиля целесообразно только при работе выпрямителя с большими значениями L_d. Полагаем для упрощения, что выпрямленный ток i_d идеально сглажен. Начнем рассмотрение работы схемы с интервала ϑ_1—ϑ_2 (рис. 2-7,*б*). В этом интервале работает вентиль *В1*.

В момент времени ϑ_2 (рис. 2-7,*б*) в случае отсутствия нулевого вентиля напряжение на последовательно соединенных сглаживающей индуктивности L_d и сопротивлении нагрузки меняет свою полярность. В результате точка *А* на рис. 2-7,*а* получает отрицательный потенциал по отношению к средней точке вторичной обмотки (*0*).

Введение в схему нулевого вентиля исключает явление смены полярности на выходе выпрямителя. Напряжение отрицательной полярности на выходе схемы возникнуть не может по той причине, что это приводит к включению вентиля *В0*, который сразу шунтирует выход схемы. Таким образом, в момент времени, следующий за ϑ_2, включается нулевой вентиль *В0*, который перехватывает ток нагрузки i_d. Ток нагрузки в этом случае протекает в контуре, обе-

денном на рис. 2-7,*а* штрихпунктирной линией. Вентиль *В1* при этом выключается, так как полярность напряжения на нем становится отрицательной. Вентиль *В0* будет проводить ток до момента ϑ_3 (рис. 2-7,*б*), когда включается вентиль *В2*. При этом напряжение на нагрузке u_d сразу же возрастет до положительного значения, определяемого углом управления α, и вентиль *В0* выключится. В результате в интервале ϑ_2—ϑ_3 мгновенное выпрямленное напряжение u_d будет равно нулю.

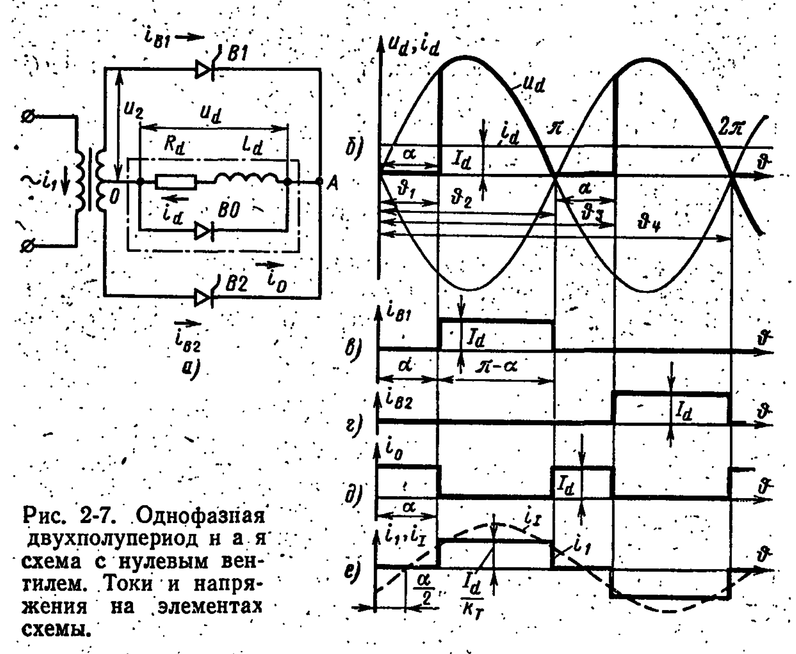


Рис. 2-7. Однофазная двухполупериодная схема с нулевым вентилем. Токи и напряжения на элементах схемы.

Вентиль *В2* работает в интервале ϑ_3—ϑ_4. В момент ϑ_4 вновь включается нулевой вентиль и подхватывает ток нагрузки, поддерживая его вплоть до момента включения вентиля *В1*. Далее процессы в схеме повторяются. Таким образом, нулевой вентиль вступает в работу дважды за период питающего напряжения на отрезок времени, соответствующий углу управления α.

На рис. 2-7,*в—е* показаны токи через основные вентили схемы, нулевой вентиль и ток первичной обмотки трансформатора. Как видно из рис. 2-7,*е*, первая гармоника первичного тока i_I (показанная на рис. 2-7,*е* пунктиром) всегда смещена по отношению к синусоиде напряжения на угол $\alpha/2$ (в случае работы схемы без нулевого вентиля первая гармоника первичного тока смещена по отношению к питающему напряжению на угол α). Из этого следует, что выпрямитель с нулевым вентилем может иметь $\cos\varphi_1$, более высокий, чем выпрямитель без нулевого вентиля.

Как видно из сравнения рис. 2-6,*б* и рис. 2-7,*б*, среднее выпрямленное напряжение схемы U_d зависит от угла управления α так же, как и в случае работы схемы на чисто активную нагрузку.

Максимальное обратное напряжение на вентиле по-прежнему равно амплитуде линейного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Средний ток через рабочий вентиль равен:

$$I_{а.ср}=\frac{I_d}{2}\frac{\pi-\alpha}{\pi}. \quad (2\text{-}60)$$

Действующий ток через рабочий вентиль равен действующему значению тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_в=I_2=\frac{I_d}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}. \quad (2\text{-}61)$$

Действующий первичный ток

$$I_1=\frac{I_d}{k_т}\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}. \quad (2\text{-}62)$$

Средний и действующий токи через нулевой вентиль равны:

$$I_{0ср}=I_d\alpha/\pi; \quad (2\text{-}63)$$

$$I_0=I_d\sqrt{\alpha/\pi}. \quad (2\text{-}64)$$

2-3. ОДНОФАЗНАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА

Схема однофазного мостового выпрямителя изображена на рис. 2-8,*а*. Вначале рассмотрим вариант режима работы схемы на чисто активную нагрузку при $\alpha=0$ (угол α здесь отсчитывается от нуля синусоиды напряжения вторичной обмотки трансформатора). Работа выпрямителя с $\alpha=0$ эквивалентна случаю использования в схеме неуправляемых вентилей.

Предположим, что в первом полупериоде начало вторичной обмотки питающего трансформатора (помечено точкой) положительно по отношению к концу обмотки (интервал $0-\vartheta_1$ на рис. 2-8,*б*). В этом случае при подаче на УЭ вентилей *В1* и *В3* управляющих импульсов они включаются и контур протекания тока, отмеченный на рис. 2-8,*а* пунктирной линией, пройдет через вторичную обмотку трансформатора, вентили *В1* и *В3* и сопротивление нагрузки R_d. В результате в интервале $0-\vartheta_1$ к нагрузке будет приложено напряжение вторичной обмотки u_2. Вентили *В2* и *В4* в этом интервале находятся

в закрытом состоянии, так как к ним прикладывается напряжение вторичной обмотки трансформатора, являющееся для них отрицательным. При смене полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора включается вторая пара вентилей (*В2* и *В4*), а вентили *В1* и *В3* выключаются (интервал ϑ_1—ϑ_2 на рис. 2-8,*б*). Таким образом, вентили схемы работают попарно, пропуская через сопротивление нагрузки обе полуволны

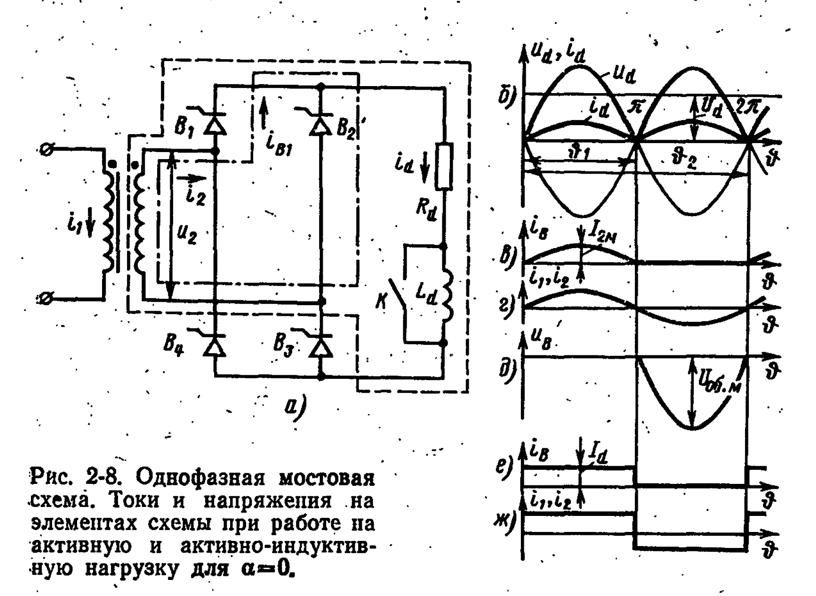


Рис. 2-8. Однофазная мостовая схема. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку для $\alpha=0$.

переменного тока. Кривая выпрямленного напряжения u_d изображена на рис. 2-8,*б*. Выпрямленное напряжение представляет собой однополярные полуволны питающего переменного напряжения. Кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна двум.

Форма выпрямленного тока i_d (рис. 2-8,*б*) полностью повторяет кривую выпрямленного напряжения. На рис. 2-8,*в* и *г* показаны кривые токов через вентиль и вторичной обмотки трансформатора ($i_в$ и i_2).

В определенном масштабе кривая тока i_2 является и кривой тока первичной обмотки трансформатора (i_1). На рис. 2-8,*д* изображена кривая напряжения на вентиле $u_в$.

Среднее выпрямленное напряжение и максимальное обратное напряжение на вентиле определяются следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^T u_d\,dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{2ф} = 0{,}9U_{2ф}; \qquad (2\text{-}65)$$

$$U_{об.м} = \sqrt{2}\,U_{2ф} = 1{,}42U_{2ф}. \qquad (2\text{-}66)$$

Средний и действующий токи через вентиль соответственно равны:

$$I_{в.ср} = I_d/2; \; I_в = \frac{\pi}{4} I_d. \qquad (2\text{-}67)$$

Для действующих токов вторичной и первичной обмоток трансформатора может быть найдено:

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d; \; I_1 = \frac{1}{k_т}\,\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d. \qquad (2\text{-}68)$$

Полные мощности обмоток трансформатора в мостовом выпрямителе равны между собой и равны типовой мощности трансформатора. Выражая их через

$$P'_{dн} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_d i_d\,d\vartheta = U_{2ф} I_{2н},$$

получаем:

$$S_т = S_1 = S_2 = U_{2ф} I_{2н} = P'_{dн}. \qquad (2\text{-}69)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициенты использования вентилей по напряжению и току соответственно равны:

$$k_п = 1; \; k_U = \pi/2; \; k_I = \pi/4; \; k_{Iср} = 1/2. \qquad (2\text{-}70)$$

Рассмотрим работу выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha=0$.

Полагаем ток нагрузки идеально сглаженным ($L_d = \infty$). В этом случае изменяются только токи в элементах схемы и форма их кривой. На процессе коммутации групп вентилей это явление не скажется, так как при смене полярности напряжения на вторичной обмотке идеального трансформатора ток может мгновенно менять свое направление. Следовательно, переход тока с вентиля на вентиль будет происходить, как и в случае работы схемы на чисто активное сопротивление, в мо-

менты прохождения через нуль напряжения на вторичной обмотке. Ток вентиля имеет вид прямоугольных импульсов длительностью 180° с амплитудой, равной выпрямленному току I_d (рис. 2-8,*е*). Средний и действующий токи вентиля равны:

$$I_{в.ср}=I_d/2;\ I_в=I_d/\sqrt{2}. \qquad (2\text{-}71)$$

Форма кривой тока первичной и вторичной обмоток трансформатора будет прямоугольной (рис. 2-8,*ж*). Действующие токи в обмотках трансформатора могут быть определены следующим образом:

$$I_2=I_d;\ I_1=I_d/k_т. \qquad (2\text{-}72)$$

Для полных мощностей обмоток трансформатора и его типовой мощности может быть найдено:

$$S_т=S_1=S_2=\frac{\pi}{2\sqrt{2}}P_{dн}=1{,}11P_{dн}. \qquad (2\text{-}73)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициенты использования вентилей по напряжению и току для однофазной мостовой схемы при $L_d=\infty$ соответственно равны:

$$k_п=\pi/2\sqrt{2};\ k_U=\pi/2;\ k_I=1/\sqrt{2};\ k_{Iср}=1/2. \qquad (2\text{-}74)$$

Рассмотрим далее работу схемы на активную нагрузку при $\alpha\neq0$.

Пусть, например, в момент времени ϑ_1 (рис. 2-9,*а*) на вентили *В1* и *В3* поданы управляющие импульсы. Вентили включаются, и в интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ ток протекает через сопротивление нагрузки R_d. В момент ϑ_2 ток проходит через нуль, и вентили *В1* и *В3* выключаются. В интервале $\vartheta_2—\vartheta_3$ все вентили находятся в закрытом состоянии. Далее, в момент ϑ_3 подаются управляющие импульсы на следующую пару вентилей (*В2* и *В4*). Вентили *В2* и *В4* работают аналогично вентилям *В1* и *В3*, но только с 180-градусным смещением по фазе (интервал $\vartheta_3—\vartheta_4$).

Кривые выпрямленного напряжения и выпрямленного тока (u_d и i_d) однофазной мостовой схемы для $\alpha=60°$ приведены на рис. 2-9,*а*. Они аналогичны соответствующим кривым для однофазной схемы со средней точкой. Естественно, что будут аналогичны и количественные

соотношения. В частности, регулировочная характеристика выпрямителя будет определяться формулой (2-45).

На рис. 2-9,*б* приведена кривая напряжения на вентиле $u_в$ для схемы с четырьмя управляемыми вентилями. В данном случае для определения напряжения на вентиле необходимо несколько отступить от принятой системы идеализации элементов схемы. Следует принять, что вентили обладают в закрытом состоянии в прямом и обратном направлениях большим, но вполне конечным сопротивлением $R_в$. Полагаем, что все вентили обладают равными сопротивлениями $R_в$ (причем $R_в \gg R_d$). Рассмотрев схему на рис. 2-8,*а*, можно заключить, что в интервале 0—ϑ_1, когда все вентили находятся в закрытом состоянии, напряжение на вентиле *В1* равно половине напряжения вторичной обмотки трансформатора и по отношению к аноду вентиля *В1* положительно (контур, обведенный штрихпунктирной линией); в интервале ϑ_1—ϑ_2 напряжение на вентиле *В1* равно нулю, так как вентиль включен и проводит ток. Далее, на отрезке времени ϑ_2—ϑ_3 все вентили находятся в закрытом состоянии и образуют мостовую схему из четырех равных сопротивлений $R_в$. Поскольку полярность напряжения u_2 сменилась, то в этом случае к вентилю *В1* приложена половина напряжения вторич-

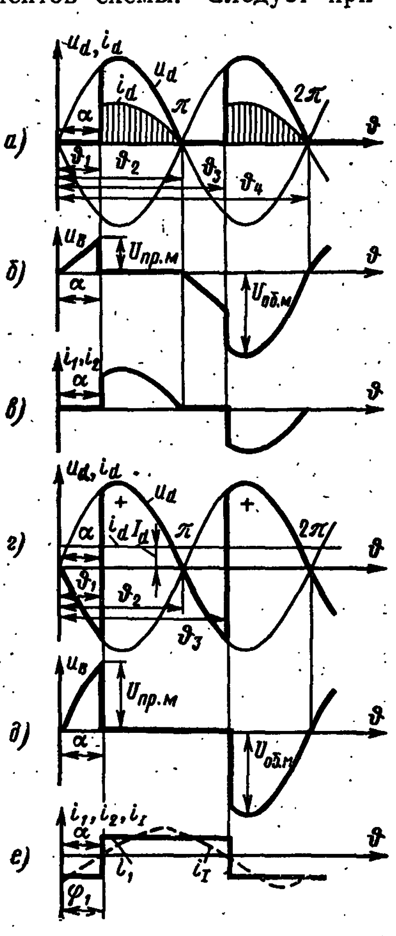


Рис. 2-9. Токи и напряжения на элементах однофазной мостовой схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку при $\alpha=60°$.

ной обмотки u_2 в обратном направлении. Наконец, в момент ϑ_3 включаются вентили *B2* и *B4* и к вентилю *B1* прикладывается полное напряжение вторичной обмотки трансформатора с отрицательной полярностью (интервал $\vartheta_3-\vartheta_4$). Такое же по форме напряжение будет на вентиле *B3*. Максимальное обратное напряжение на вентилях, как и для случая работы схемы с неуправляемыми вентилями, равно амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Максимальное прямое напряжение на вентиле зависит от угла управления следующим образом:

$$U_{пр.м}=\frac{\sqrt{2}}{2}U_{2ф}\sin\alpha. \qquad (2\text{-}75)$$

Как видно из рис. 2-6 и 2-9, форма кривых тока через вентиль одинакова как для однофазной мостовой, так и для однофазной схемы со средней точкой. Следовательно, будут одинаковыми и соотношения для средних и действующих значений. Форма кривых тока в первичной и вторичной обмотках трансформатора мостовой схемы одинакова (рис. 2-9,*в*). Действующий первичный ток $I_1=I_2/k_т$ может быть определен с помощью (2-50) и (2-54) следующим образом:

$$I_1=\frac{\sqrt{2}}{k_т}I_в. \qquad (2\text{-}76)$$

Рассмотрим работу схемы на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha\neq0$.

Полагаем, что в схеме на рис. 2-8,*а* ключ *K* разомкнут и $L_d=\infty$. Пусть в момент ϑ_1 (рис. 2-9,*г*) подаются управляющие сигналы на вентили *B1* и *B3* и они включаются. Как видно из рис. 2-9,*г*, где изображены кривые выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d, ток через вентили *B1* и *B3* не обрывается в момент прохождения фазного напряжения через нуль (момент ϑ_2), как это было в случае чисто активной нагрузки, а продолжает течь вплоть до момента коммутации на следующую пару вентилей (момент ϑ_3). Кривая выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя (рис. 2-9,*г*) аналогична кривой выпрямленного напряжения однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой. Регулировочная характеристика выпрямителя в этом случае будет определяться формулой (2-56).

Кривая напряжения $u_в$ на вентиле *B1* приведена на рис. 2-9,*д*. На интервале $0-\vartheta_1$ проводят ток вентили *B2*

и $B4$. Как видно из рис. 2-8,*а* к вентилям $B1$ и $B3$ на этом участке приложено напряжение вторичной обмотки с положительной полярностью. Далее в интервале $\vartheta_1—\vartheta_3$ вентиль $B1$ проводит ток и напряжение на нем равно нулю. В момент ϑ_3 происходит коммутация тока I_d на вентили $B2$ и $B4$ и на вентилях $B1$ и $B3$ снова оказывается напряжение вторичной обмотки трансформатора, но только в этом случае уже с отрицательной полярностью.

Максимальное обратное напряжение на вентиле равно амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Максимальное прямое напряжение на вентиле зависит от угла управления следующим образом:

$$U_{пр.м}=\sqrt{2}U_{2ф}\sin\alpha. \quad (2\text{-}77)$$

Кривые первичного и вторичного токов (i_1 и i_2) представлены на рис. 2-9,*е*. Ток i_1 по своей форме одинаков с кривой тока для однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой. Действующие токи I_1 и I_2 соответственно равны:

$$I_1=I_d/k_т; \; I_2=I_d. \quad (2\text{-}78)$$

Однофазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилей при работе на активно-индуктивную нагрузку. В мостовых схемах имеется возможность применять управляемые вентили в половинном числе от полного числа используемых вентилей (полууправляемые или несимметричные схемы). Это дает выгоды с точки зрения стоимости комплекта вентилей и упрощения системы управления выпрямителя. На рис. 2-10,*а* и *б* представлены два возможных варианта соединения управляемых вентилей. В связи с тем, что в однофазной мостовой схеме вентили проводят ток попарно, очевидно, что в обоих полупериодах будет работать пара вентилей, обязательно содержащая один управляемый вентиль. Согласно обозначениям рис. 2-10,*а* в схеме работают попеременно пары вентилей $B1$, $B3$ и $B2$, $B4$. Пусть в интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ (рис. 2-10,*в*) в схеме, показанной на рис. 2-10,*а*, проводят вентили $B1$ и $B3$. В момент ϑ_2 напряжение на вторичной обмотке трансформатора меняет знак.

В результате этого происходит коммутация тока в анодной группе неуправляемых вентилей и ток i_d переходит с вентиля $B3$ на $B4$. В катодной группе коммутация в данный момент не может произойти, так как управляемый вентиль $B2$ выключен. В группе управляемых вентилей коммутация осуществляется в момент подачи управляющего импульса на очередной вентиль $B2$.

Таким образом, оказывается, что от момента прохождения через нуль синусоидального напряжения до момента включения очередного управляемого вентиля, т. е. в интервалах $0—\alpha$ и $\pi—(\pi+\alpha)$, ток нагрузки i_d проводят два последовательно соединенных вентиля [$B1$ и $B4$ в интервале $\pi—(\pi+\alpha)$]. Выпрямленное напряжение в течение этих интервалов равно нулю (выход выпрямителя закорочен), и ток

в нагрузке поддерживается за счет энергии, запасенной в индуктивности L_d.

На рис. 2-10,*г—з* построены токи вентилей и токи обмоток питающего трансформатора. Токи управляемых и неуправляемых вентилей по форме не отличаются от случая работы выпрямителя с полным числом управляемых вентилей, но сдвинуты по фазе друг относительно друга на угол α. Вследствие этого в кривой первичного

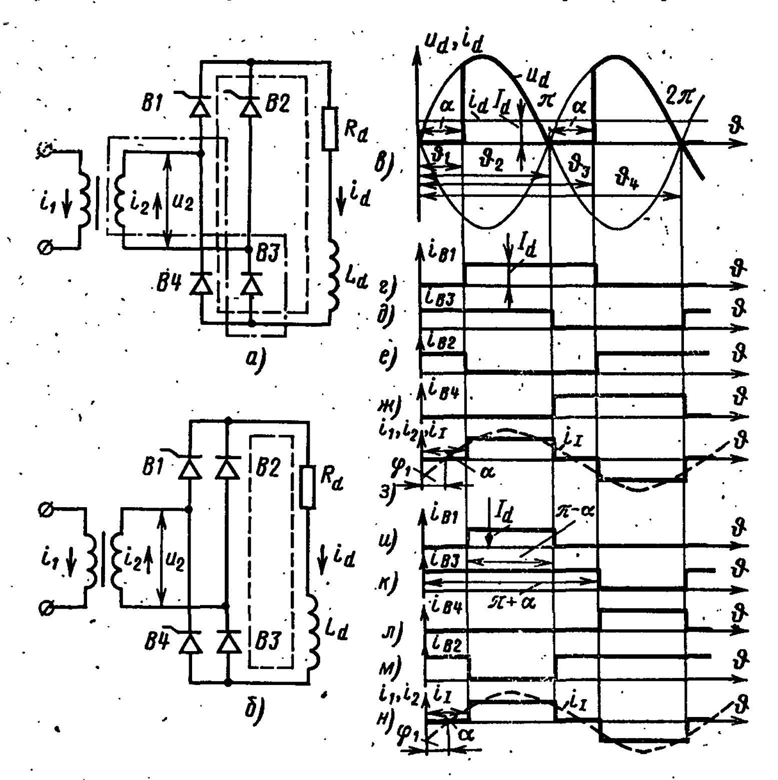


Рис. 2-10. Однофазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилей. Токи и напряжения на элементах схемы.

тока имеются интервалы $i_1=0$, как в двухполупериодной схеме со средней точкой с нулевым вентилем (см. рис. 2-7,*а*). Кривая выпрямленного напряжения u_d имеет такой же вид, как в случае работы схемы на чисто активную нагрузку. Процессы в схеме рис. 2-10,*б* протекают несколько иначе. Начнем рассмотрение с интервала ϑ_1—ϑ_2 (рис. 2-10,*в*), в котором работают вентили *B1* и *B3* и напряжение $u_d=u_2$. В момент ϑ_2, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора сменит знак, произойдет коммутация тока с вентиля *B1* на неуправляемый вентиль *B2*.

Коммутация в анодной группе задерживается, так как управляемый вентиль $B4$, который должен принять нагрузку, находится в закрытом состоянии. Поэтому до момента отпирания этого вентиля ток нагрузки i_d замкнется через два неуправляемых вентиля ($B2$, $B3$), и нагрузка окажется как бы отключенной от источника питания (u_d становится равным нулю). Вентиль $B4$ включится в момент $\vartheta_3 = \pi + \alpha$, произойдет коммутация тока с вентиля $B3$ на $B4$, и снова на нагрузке появится напряжение $u_d = u_2$.

Вентиль $B4$ будет проводить ток до момента появления положительного напряжения на неуправляемом вентиле $B3$, находящемся с ним в одной группе ($\vartheta_4 = 2\pi$). После коммутации тока с $B4$ на $B3$ (при работе вентиля $B2$) в выпрямленном напряжении появится пауза длительностью $\Delta\vartheta = \alpha$. Таким образом, кривая выпрямленного напряжения в схеме рис. 2-10,*б* будет иметь такой же вид, как в случае работы управляемого выпрямителя на активную нагрузку.

Длительности прохождения токов через управляемые и неуправляемые вентили в этой схеме будут разными. Неуправляемые вентили проводят ток от моментов появления на них положительного напряжения ($\vartheta = 0, \pi$) до включения управляемых вентилей, находящихся в одной с ними группе ($\pi + \alpha$; $2\pi + \alpha$), т. е. в течение $\lambda = \pi + \alpha$. Длительность прохождения тока через управляемые вентили меньше и равна $\lambda = \pi - \alpha$. На рис. 2-10, *и*—*н* показаны токи через вентили и обмотки трансформатора.

Средний и действующий токи через управляемые вентили в этой схеме будут соответственно равны:

$$I_{\text{в.ср}} = \frac{I_d}{2} \frac{\pi - \alpha}{\pi}; \quad I_{\text{в}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \tag{2-79}$$

Для неуправляемых вентилей

$$I_{\text{в.ср}} = \frac{I_d}{2} \frac{\pi + \alpha}{\pi}; \quad I_{\text{в}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\alpha}{\pi}}. \tag{2-80}$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \tag{2-81}$$

Действующее значение первичного тока трансформатора

$$I_1 = \frac{I_d}{k_{\text{т}}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \tag{2-82}$$

По своим энергетическим характеристикам схемы, приведенные на рис. 2-10,*а* и *б*, равноценны. Кривые выходного напряжения и потребляемого тока обеих рассмотренных схем такие же, как в однофазной двухполупериодной схеме с нулевым вентилем. Регулировочная характеристика схем рис. 2-10, *а*, *б* определяется формулой (2-45).

Как видно из рис. 2-10,*н*, первая гармоника первичного тока сдвинута по отношению к синусоиде питающего напряжения на угол $\alpha/2$, т. е. $\cos\varphi_1 = \cos\alpha/2$. В результате $\cos\varphi_1$ в данной схеме выше, чем у схемы с полным числом управляемых вентилей.

2-4. ТРЕХФАЗНАЯ СХЕМА СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ

Трехфазная схема со средней точкой изображена на рис. 2-11,*а*. Разберем вариант работы схемы на активную нагрузку с углом регулирования $\alpha=0$. Здесь углы управления отсчитываются от точек пересечения синусоид фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора.

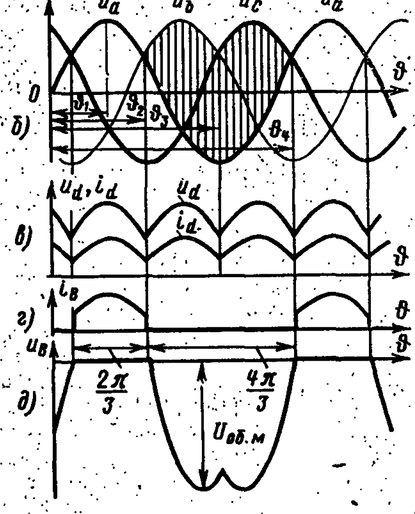


Рис. 2-11. Трехфазная схема со средней точкой. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную нагрузку для $\alpha=0$.

Вентили схемы работают попеременно по $^1/_3$ периода. В какой-либо момент времени проводит ток тот вентиль, потенциал анода которого по отношению к нулевой точке трансформатора выше, чем у других вентилей. Это справедливо для случая соединения вентилей в катодную группу. Например, в момент времени ϑ_1 (рис. 2-11,*б*) работает вентиль *В1*, в момент ϑ_2 происходит переход тока с вентиля *В1* на вентиль *В2*, и далее до момента ϑ_3 работает вентиль *В2*, и, наконец, в момент ϑ_3 ток переходит на вентиль *В3*.

Вентиль *В3* проводит ток до момента ϑ_4, затем ток переходит снова на вентиль *В1*, и процессы повторяются.

Переход тока с вентиля на вентиль (коммутация) происходит в моменты времени, соответствующие точкам пересечения синусоид фазных напряжений. Отсюда следует, что кривая выпрямленного напряжения схемы u_d может быть получена как огибающая синусоид фазных

напряжений вторичной обмотки трансформатора. На рис. 2-11,*в* кривая u_d построена полностью. Кривая выпрямленного тока i_d повторяет кривую выпрямленного напряжения. Форма кривой тока в вентиле $i_в$ (вентиль *В1*) изображена на рис. 2-11,*г*. Ток вентиля в этом случае будет являться также и током вторичной обмотки трансформатора. Кривую обратного напряжения вентиля можно построить графическим путем. Как это видно из рис. 2-11,*а*, потенциал катода вентиля *В1* по отношению к нулевой точке изменяется по огибающей синусоид фазных напряжений (потенциал положительного полюса нагрузки). Потенциал анода изменяется по синусоиде фазного напряжения u_a. Поскольку обратное напряжение на вентиле представляет собой разность потенциалов катода и анода, то ординаты, заключенные между кривыми u_d и u_a, дают мгновенные обратные напряжения. Полностью кривая обратного напряжения для вентиля *В1* построена на рис. 2-11,*д*. Из рассмотрения рис. 2-11,*б* и *д* очевидно, что кривая обратного напряжения на вентиле *В1* формируется из участков синусоид линейных напряжений (u_{ab}, u_{ca}).

С учетом периодичности кривой выпрямленного напряжения среднее напряжение можно определить путем интегрирования кривой u_d за треть периода:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int\limits_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} U_{2ф} \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2ф} = 1,17 U_{2ф}. \quad (2\text{-}83)$$

Максимальное обратное напряжение, как это было показано ранее, равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{об.м} = \sqrt{6} U_{2ф} = 2,45 U_{2ф}. \quad (2\text{-}84)$$

Форму кривой тока в первичной обмотке трансформатора можно найти следующим образом. При соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник фазный ток каждой из фаз может протекать независимо от токов других фаз первичной обмотки. Для упрощения рассмотрим случай равенства чисел витков первичной и вторичной обмоток ($w_1 = w_2 = w$). В этом случае фазный ток первичной обмотки может быть най-

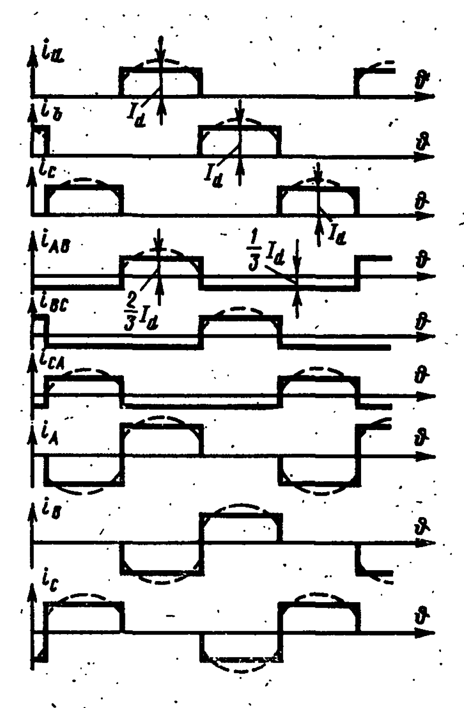


Рис. 2-12. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов при соединении обмоток трансформатора Δ/Y.

ден путем исключения из тока вторичной обмотки постоянной составляющей, равной $I_d/3$. Это условие вытекает из принципа действия трансформатора:

$$i_{AB}=(i_a-I_d/3);$$
$$i_{BC}=(i_b-I_d/3);$$
$$i_{CA}=(i_c-I_d/3). \quad (2\text{-}85)$$

Линейные токи первичной обмотки получаются, как обычно для трехфазной системы, путем вычисления разностей соответствующих фазных токов. На рис. 2-12 пунктиром показаны кривые фазных токов первичной обмотки трансформатора i_{AB}; i_{BC}; i_{CA} и линейные токи первичной обмотки i_A; i_B; i_C.

Для определения потокораспределения в магнитной системе трансформатора запишем уравнение для м. д. с. по стержням трансформатора. Результирующая м. д. с. стержня F_0 определяется как разность м. д. с. первичной и вторичной обмоток, расположенных на данном стержне:

$$\left.\begin{aligned} F_{0A}&=w(i_a-i_{AB})=\frac{1}{3}wI_d;\\ F_{0B}&=w(i_b-i_{BC})=\frac{1}{3}wI_d;\\ F_{0C}&=w(i_c-i_{CA})=\frac{1}{3}wI_d.\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}86)$$

Из выражений (2-86) видно, что на стержнях трансформатора возникают однонаправленные нескомпенсированные постоянные м. д. с., которые вызывают так называемый поток вынужденного намагничивания,

Подобное явление осложняет работу реального трансформатора, так как наличие потока вынужденного намагничивания может привести к насыщению магнитопровода и значительному увеличению намагничивающего тока. Для устранения подобного явления приходится увеличивать сечение магнитопровода трансформатора.

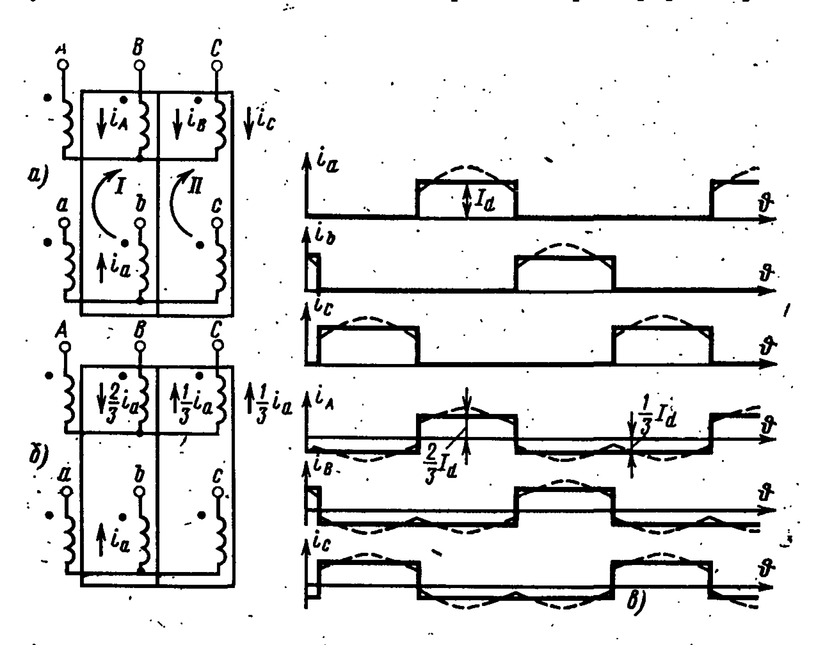


Рис. 2-13. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов при соединении обмоток трансформатора Y/Y.

При соединении первичной обмотки трансформатора в звезду на первичные токи накладывается следующее условие:

$$i_A + i_B + i_C = 0. \qquad (2\text{-}87)$$

Для нахождения первичных токов воспользуемся вторым законом Кирхгофа для магнитных цепей. В интервале, когда ток проводит вентиль *B1* (принимая схему магнитных контуров, представленную на рис. 2-13,*а*), получим следующие уравнения, полагая $w_1 = w_2$. Для контура *I*

$$i_a - i_A + i_B = 0. \qquad (2\text{-}88)$$

Для контура *II*

$$-i_B+i_C=0. \qquad (2\text{-}89)$$

Решив совместно (2-87)—(2-89), можно выразить первичные токи через ток фазы *a* вторичной обмотки:

$$i_A=\frac{2}{3}i_a;\; i_B=-\frac{1}{3}i_a;\; i_C=-\frac{1}{3}i_a. \qquad (2\text{-}90)$$

Действительное распределение токов по обмоткам трансформатора для интервала работы вентиля *B1* приведено на рис. 2-13,*б*.

Аналогичная операция может быть проделана и для следующих двух интервалов, когда работают вентили *B2* и *B3*.

Кривые токов вторичных и первичных обмоток изображены пунктиром на рис. 2-13,*в*. Результирующая м. д. с. по стержням трансформатора F_0 для интервала работы вентиля *B1* может быть найдена с помощью уравнений (2-90):

$$F_{0A}=F_{0B}=F_{0C}=\frac{1}{3}wi_a. \qquad (2\text{-}91)$$

Аналогично может быть получено и для интервалов работы вентилей *B2* и *B3*:

$$F_{0A}=F_{0B}=F_{0C}=\frac{1}{3}wi_b; \qquad (2\text{-}92)$$

$$F_{0A}=F_{0B}=F_{0C}=\frac{1}{3}wi_C, \qquad (2\text{-}93)$$

т. е., как и в случае соединения первичной обмотки трансформатора треугольником, на каждом стержне имеется нескомпенсированная м. д. с., равная трети м. д. с., создаваемой выпрямленным током:

$$F_{0A}=F_{0B}=F_{0C}=\frac{1}{3}wi_d. \qquad (2\text{-}94)$$

Различие в рассмотренных двух случаях заключается в том, что при соединении первичной обмотки треугольником нескомпенсированная м. д. с. пропорциональна $I_d/3$ и не зависит от рода нагрузки, а в случае соединения первичной обмотки звездой нескомпенсированная м. д. с. пульсирует с тройной частотой, повторяя пульсации выпрямленного тока.

Для ликвидации потока вынужденного намагничивания можно применить соединение вторичных обмоток трансформатора в зигзаг (рис. 2-14,*а*). При такой схеме соединения ток фазы вторичной обмотки обтекает одновременно две полуобмотки, расположенные на соседних

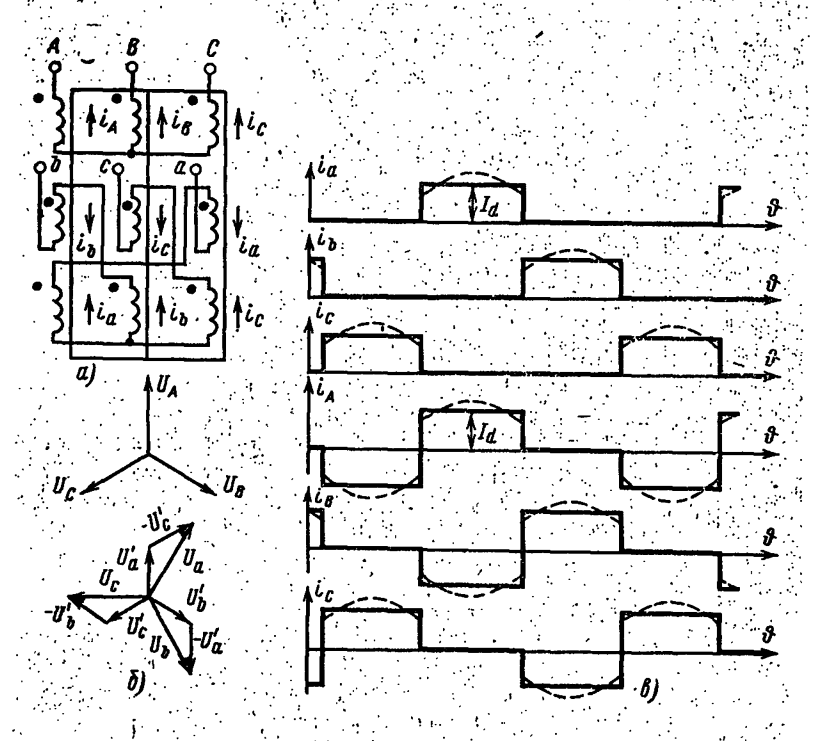


Рис. 2-14. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов при соединении обмоток трансформатора Y/Z.

стержнях, но только в разных направлениях. Благодаря этому м. д. с. первичной и вторичной обмоток по стержням полностью компенсируются и поток вынужденного намагничивания не возникает. Кривые токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора для этого случая построены пунктиром на рис. 2-14,*в*.

Следует отметить, что выполнение вторичной обмотки по схеме зигзаг требует дополнительного расхода обмоточного провода, так как результирующие фазные напряжения вторичных обмоток u_a, u_b, u_c формируются

из разностей фазных напряжений вторичных полуобмоток (u'_a; u'_b; u'_c), и, как видно из векторной диаграммы рис. 2-14,*б*, действующие фазные напряжения равны:

$$U_{2ф}=\sqrt{3}U'_{2ф}, \qquad (2\text{-}95)$$

где $U'_{2ф}$ — действующее напряжение одной полуобмотки.

При работе схемы с идеально сглаженным током ($L_d=\infty$; $\alpha=0$) изменится только форма токов, протекающих в элементах схемы. Кривые выпрямленного и обратного напряжений на вентиле останутся такими же, как при работе на чисто активную нагрузку. Следовательно, выведенные ранее соотношения для U_d и $U_{об.м}$ остаются справедливыми.

Токи через вентили и вторичные обмотки трансформатора i_a, i_b и i_c (показанные на рис. 2-12 сплошной линией) будут представлять собой импульсы тока длительностью 120° с амплитудой, равной среднему выпрямленному току I_d. Определение формы токов, протекающих по обмоткам трансформатора, может быть проведено точно таким же методом, как и для случая работы схемы на активную нагрузку. Сплошными линиями на рис. 2-12, 2-13,*в* и 2-14,*в* представлены кривые токов в обмотках трансформатора для различных групп соединения (Δ/Y; Y/Y; Y/Z).

Соотношения для токов в элементах схемы приводятся ниже для режима работы выпрямителя со сглаженным током. В подавляющем большинстве случаев подобный режим является наиболее типичным.

Средний и действующий токи вентиля, действующий вторичный (I_2) и первичный фазный (I_1) токи одинаковы для обоих случаев соединения обмоток трансформатора Y/Y и Δ/Y:

$$I_{в.ср}=\frac{1}{3}I_d; \qquad (2\text{-}96)$$

$$I_в=I_2=I_d/\sqrt{3}; \qquad (2\text{-}97)$$

$$I_1=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_1^2\,dt}=\frac{1}{k_т}\frac{\sqrt{2}}{3}I_d. \qquad (2\text{-}98)$$

Типовая мощность трансформатора может быть рассчитана следующим образом.

Полные мощности первичной и вторичной обмоток в случае соединения трансформатора в группы Y/Y и Δ/Y соответственно равны:

$$S_1=3U_{1ф}I_{1н}=\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}P_{dн};\qquad(2\text{-}99)$$

$$S_2=3U_{2ф}I_{2н}=\frac{2\pi}{3\sqrt{2}}P_{dн}.\qquad(2\text{-}100)$$

Отсюда типовая мощность трансформатора

$$S_т=\frac{S_1+S_2}{2}=\frac{\pi}{3\sqrt{6}}[\sqrt{3}+\sqrt{2}]P_{dн}=1{,}345P_{dн}.\qquad(2\text{-}101)$$

В случае соединения вторичной обмотки трансформатора в зигзаг мощность первичной обмотки остается такой же, как и в случаях Y/Y и Δ/Y, а полная мощность вторичной обмотки может быть определена следующим образом:

$$S_2=6U'_{2ф}I_{2н}=\frac{4\pi}{3\sqrt{6}}P_{dн}.\qquad(2\text{-}102)$$

Отсюда типовая мощность при соединении трансформатора звезда — зигзаг или треугольник — зигзаг равна:

$$S_т=\frac{S_1+S_2}{2}=\frac{\pi}{3\sqrt{3}}[1+\sqrt{2}]P_{dн}=1{,}46P_{dн}.\qquad(2\text{-}103)$$

В результате коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора для случая соединения обмоток Y/Y и Δ/Y равен $k_п=1{,}345$, а в случае соединения обмоток Y/Z и Δ/Z $k_п=1{,}46$.

Необходимо отметить, что в случае работы реального трансформатора следует ожидать при использовании соединений Y/Y и Δ/Y дополнительного повышения расчетной мощности из-за наличия потока вынужденного намагничивания.

Коэффициенты использования вентилей по напряжению и току для всех схем будут соответственно равны:

$$k_U=2\pi/3;\quad k_I=1/\sqrt{3};\quad k_{Iср}=1/3.\qquad(2\text{-}104)$$

Работа выпрямителя с углом управления $\alpha\neq0$ приводит к задержке вступления в работу очередного вентиля и затягиванию работы предыдущего. На рис. 2-15,*а* и *б* показаны кривые выпрямленного напряжения u_d для режима работы схемы на активную нагрузку при двух различных углах управления.

Естественно, что при этом кривая тока i_d по своей форме повторяет кривую выпрямленного напряжения.

Нетрудно заметить, что имеются две характерные области управления. Первая находится в диапазоне углов $\frac{\pi}{6} > \alpha > 0$ и характеризуется режимом непрерывного выпрямленного тока, а вторая начинается при углах $\alpha > \pi/6$, причем в кривой выпрямленного тока в этом случае возникают паузы, в течение которых мгновенные выпрямленные токи равны нулю. Среднее выпрямленное напряжение для первой области регулирования определяется следующим образом:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int\limits_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+2\pi/3} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin\vartheta \, d\vartheta = U_{d_0} \cos\alpha. \quad (2\text{-}105)$$

Каждый вентиль схемы работает в этом случае треть периода. Во второй области регулирования ($\alpha > \pi/6$) ток через вентиль обрывается при прохождении мгновенного выпрямленного напряжения через нуль. Длительность прохождения тока через вентиль λ меньше $2\pi/3$ и равна:

$$\lambda = \pi - \alpha - \pi/6. \quad (2\text{-}106)$$

Среднее выпрямленное напряжение в этом случае рассчитывается несколько иначе:

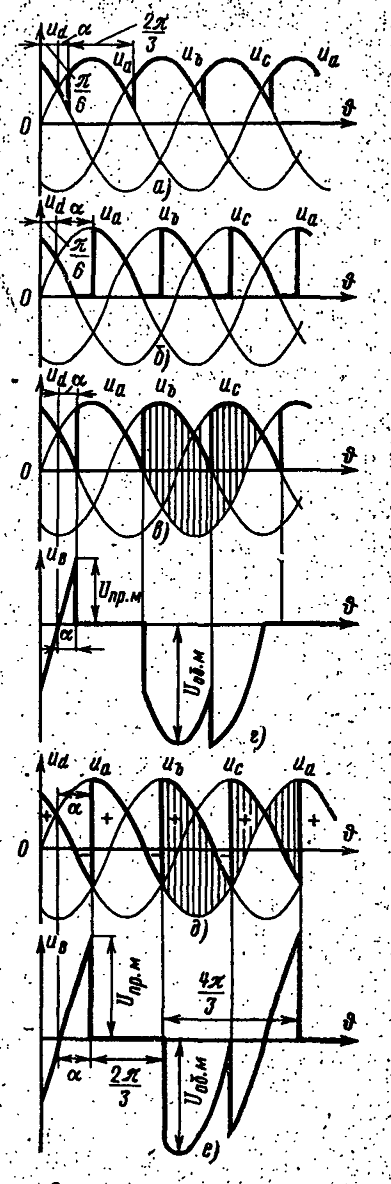
$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int\limits_{\pi/6+\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin\vartheta \, d\vartheta = U_{d_0} \left[\frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{\sqrt{3}} \right]. \quad (2\text{-}107)$$

Верхний предел берется равным π по той причине, что далее следует интервал, где мгновенное выпрямленное напряжение равно нулю.

Как видно из последней формулы, для трехфазной схемы со средней точкой при работе на активную нагрузку предельным углом управления (при котором $U_d = 0$) является угол $\alpha_м = 150°$.

Напряжение на вентиле определяется как разность потенциалов катода и анода вентиля. Как видно из рис. 2-15,*в* и *г*, максимальное обратное напряжение на вентиле, так же как и в случае $\alpha = 0$, равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Рис. 2-15. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые выпрямленного и обратного напряжения при $\alpha \neq 0$.



Максимальное прямое напряжение на вентиле зависит от угла α следующим образом:

$$U_{пр.м} = \sqrt{6}\, U_{2ф} \sin\alpha \left(\text{при } \alpha < \frac{\pi}{6}\right); \tag{2-108}$$

$$U_{пр.м} = \sqrt{2}\, U_{2ф} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \left(\text{при } \alpha > \frac{\pi}{6}\right). \tag{2-109}$$

При работе управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку ($L_d = \infty$) ток через каждый вентиль протекает всегда $^1/_3$ периода.

Для $L_d = \infty$ токи через вентили, а также токи первичной и вторичной обмоток трансформатора остаются такими же, как и для случая $\alpha = 0$. Переход тока с вентиля на вентиль происходит в момент подачи отпирающего импульса на очередной вступающий в работу вентиль. Как видно из рис. 2-15,д, кривая выпрямленного напряжения для углов управления $\alpha < \pi/6$ ничем не отличается от случая работы схемы на активную нагрузку. При углах управления $\alpha > \pi/6$, как это показано на

рис. 2-15,*д*, где $\alpha=\pi/3$, в кривой выпрямленного напряжения появляются интервалы, когда u_d принимает отрицательные значения. Среднее выпрямленное напряжение для режима работы со сглаженным выпрямленным током может быть рассчитано следующим образом:

$$U_d=\frac{3}{2\pi}\int\limits_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+\frac{2\pi}{3}}\sqrt{2}\,U_{2ф}\sin\vartheta\,d\vartheta=U_{d_0}\cos\alpha. \quad (2\text{-}110)$$

Верхний предел $\pi/6+\alpha+2\pi/3$ берется вследствие того, что вентили работают точно треть периода ($2\pi/3$) каждый.

Предельный угол управления $\alpha_м$ в этом случае равен 90°. Кривая напряжения на вентиле строится аналогично тому, как было описано ранее. На рис. 2-15,*е* дано построение кривой напряжения на вентиле для угла управления $\alpha=\pi/3$. Максимальное обратное и прямое напряжения на вентиле определяются следующими формулами:

$$U_{об.м}=\sqrt{6}\,U_{2ф}=2{,}45U_{2ф}; \quad (2\text{-}111)$$

$$U_{пр.м}=\sqrt{6}\,U_{2ф}\sin\alpha. \quad (2\text{-}112)$$

2-5. ШЕСТИФАЗНАЯ СХЕМА СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ

Шестифазная схема со средней точкой в преобразовательной технике практически не применяется. Однако краткое рассмотрение процессов, происходящих в этой схеме, необходимо для изучения одного из режимов работы шестифазной схемы с уравнительным реактором.

Рассмотрим работу неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку $L_d=\infty$.

Шестифазная схема со средней точкой представлена на рис. 2-16,*а*. Вторичная обмотка питающего трансформатора этой схемы выполнена в виде шестифазной звезды с нулем. Начальные концы фазных обмоток на рис. 2-16,*а* помечены точками. Векторная диаграмма напряжений первичных и вторичных обмоток приведена на рис. 2-16,*б*. В любой момент времени в шестифазной схеме будет открыт тот вентиль, потенциал анода которого в данный момент выше, чем у других вентилей. На рис. 2-16,*в* изображены синусоиды вторичных фазных напряжений. Как видно из рис. 2-16,*в*, в интервале $\vartheta_1-\vartheta_2$ включен вентиль *В1*, в интервалах $\vartheta_2-\vartheta_3$ и $\vartheta_3-\vartheta_4$ — вентили *В2* и *В3* и далее в соответствии с номерами вентилей.

Коммутация тока с вентиля на вентиль происходит в моменты пересечения синусоид фазных напряжений.

Кривая выпрямленного напряжения, построенная на рис. 2-16,*в* жирной линией, является огибающей синусоид фазных напряжений. Кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна шести. В связи с тем, что кривая выпрямленного напряжения имеет шестикратную повторяемость, расчет

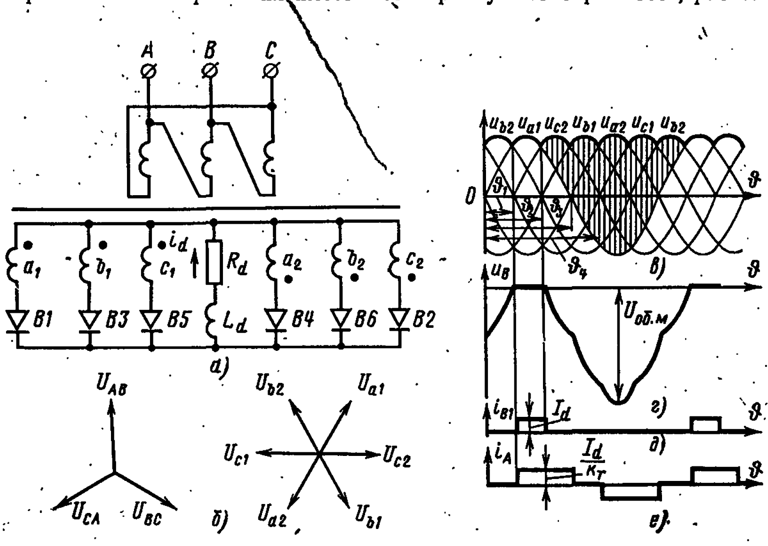


Рис. 2-16. Шестифазная схема со средней точкой на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы.

среднего значения U_{d0} может быть выполнен интегрированием кривой u_d в пределах $^1/_6$ периода:

$$U_{d0} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2} U_{2ф} \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2ф} = 1,35 U_{2ф}. \qquad (2\text{-}113)$$

Форма кривой обратного напряжения на вентиле $u_в$ может быть получена уже известным методом как разность потенциалов катода и анода вентиля в непроводящий период. Разность потенциалов анода и катода для вентиля *B1* показана на рис. 2-16,*в* штриховкой. Ниже на рис. 2-16,*г* кривая обратного напряжения для вентиля *B1* построена полностью.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно амплитуде большего линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{об.м} = 2\sqrt{2} U_{2ф} = 2,84 U_{2ф}. \qquad (2\text{-}114)$$

Форма кривой тока через вентиль представляет собой прямоугольные импульсы длительностью 60° с амплитудой, равной выпрямленному току I_d (рис. 2-16,*д*). Ток вентиля является также и током вторичной обмотки трансформатора.

Средний и действующий токи вентиля (ток вторичной фазы трансформатора) соответственно равны:

$$I_{в.ср}=I_d/6;\ I_в=I_2=I_d/\sqrt{6}. \qquad (2\text{-}115)$$

Как показано в [Л. 12], в случае соединения первичной обмотки выпрямительного трансформатора звездой на его стержнях возникают нескомпенсированные м. д. с., равные $w_2I_d/3$, которые пульсируют с тройной частотой. Эти м. д. с. вызывают однофазный поток вынужденного намагничивания, который осложняет работу схемы.

Ток первичной обмотки без учета нескомпенсированных м. д. с. может быть найден таким же методом, как в трехфазной схеме со средней точкой. Кривая первичного тока представлена на рис. 2-16,*е*. Действующий ток первичной обмотки трансформатора равен:

$$I_1=\frac{1}{k_т}\sqrt{\frac{2}{3}}I_d. \qquad (2\text{-}116)$$

Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора могут быть определены следующим образом:

$$S_1=3U_{1ф}I_{1н}=\frac{\pi}{\sqrt{6}}P_{dн}; \qquad (2\text{-}117)$$

$$S_2=6U_{2ф}I_{2н}=\frac{\pi}{\sqrt{3}}P_{dн}. \qquad (2\text{-}118)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_т=\frac{S_1+S_2}{2}=\frac{\pi}{2\sqrt{3}}\left[1+\frac{1}{\sqrt{2}}\right]P_{dн}=1{,}55P_{dн}. \qquad (2\text{-}119)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициенты использования вентилей по напряжению и току в данной схеме равны:

$$k_п=1{,}55;\ k_U=2\pi/3;\ k_I=1/\sqrt{6};\ k_{Iср}=1/6. \qquad (2\text{-}120)$$

2-6. ШЕСТИФАЗНАЯ СХЕМА С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ

Шестифазная схема с уравнительным реактором изображена на рис. 2-17,*а* *. Схема представляет собой два трехфазных выпрямителя со средней точкой (*I* и *II*), работающих параллельно через уравнительный реактор *УР* на общую нагрузку. Уравнительный реактор в данном случае обеспечивает независимую параллельную работу выпрямителей.

Питание схемы осуществляется через трехобмоточный трансформатор, на каждом стержне которого расположено по две одинаковые вторичные обмотки. При этом в выпрямителе *I* вторичные обмотки подключены к анодам вентилей началами, а в выпрямителе *II* обмотки подключены к анодам вентилей концами. На схеме начала обмоток помечены точками. В результате соответствующие фазные напряжения двух вторичных обмоток трансформатора смещены друг относительно друга на 180°.

---

* Иногда эту схему называют дважды трехфазной схемой с уравнительным реактором.

Уравнительный реактор представляет собой катушку с замкнутым магнитопроводом, имеющую две обмотки, включенные, как показано на рис. 2-17,*а*. В связи с тем, что в данной главе рассматриваются идеализированные выпрямители, полагаем намагничивающий ток уравнительного реактора равным нулю. Подобная идеализация исключает возможность рассмотрения процессов, происходящих в реальной схеме при нагрузках ниже критической. Критической нагрузкой называется такая минимальная нагрузка реального выпрямителя, при которой постоянная составляющая выпрямленного тока становится равной намагничивающему току уравнительного реактора. Поскольку в реальных схемах критическая нагрузка составляет приблизительно 1—2% номинальной, то для рассмотрения принципа действия данной схемы такая идеализация является допустимой и оправданной. Режим работы выпрямителя при нагрузках ниже критической будет рассмотрен в гл. 3.

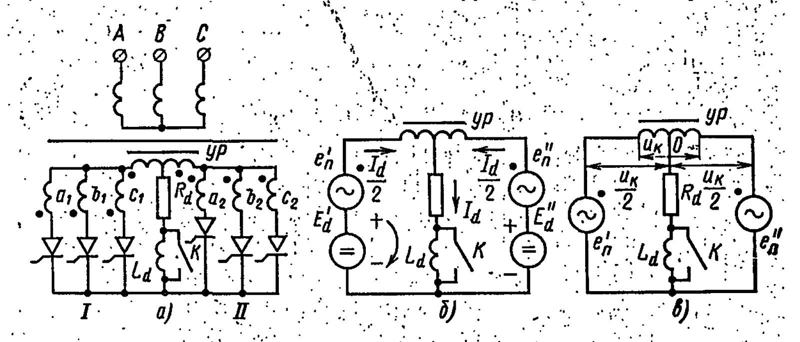


Рис. 2-17. Шестифазная схема с уравнительным реактором.

Рассмотрим вначале работу выпрямителя в режиме $\alpha=0$.

Для пояснения принципа действия схемы представим каждый трехфазный выпрямитель (*I* и *II*) в виде последовательно включенных генераторов напряжения: генераторы E'_d и E''_d в эквивалентной схеме (рис. 2-17,*б*) моделируют постоянные составляющие напряжения отдельных выпрямителей, а генераторы $e'_п$ и $e''_п$ — переменные. Точки у генераторов $e'_п$ и $e''_п$ показывают их условную полярность. Поскольку напряжения вторичных обмоток трансформатора, питающих схемы *I* и *II*, смещены по фазе, возникает смещение по фазе и у э. д. с. $e'_п$ и $e''_п$ *. Таким образом, можно написать:

$$u_{dI}=E'_d+e'_п; \qquad (2\text{-}121)$$

$$u_{dII}=E''_d+e''_п, \qquad (2\text{-}122)$$

где u_{dI} и u_{dII} — мгновенные напряжения на выходе выпрямителей *I* и *II*.

Как видно из схемы замещения, генераторы постоянного напряжения E'_d и E''_d вследствие равенства их э. д. с. будут работать параллельно на нагрузку R_d, создавая в ней ток I_d. Каждый из ге-

* Понятие «смещение по фазе» здесь несколько условно, так как $e'_п$ и $e''_п$ несинусоидальны.

нераторов примет на себя половину нагрузочного тока ($I_d/2$). Следовательно, постоянная составляющая напряжения на нагрузке U_d будет точно равна постоянной э. д. с. ($U_d = E'_d = E''_d$). Прохождение по обмоткам уравнительного реактора двух равных постоянных токов, создающих м. д. с. противоположных направлений, не изменит магнитного состояния магнитопровода реактора. Таким образом, схема замещения может быть значительно упрощена, если в ней оставить только генераторы переменного напряжения и рассмотреть распределение переменной составляющей. Схема замещения для переменной составляющей показана на рис. 2-17,*в*. Как видно из рис. 2-17,*в*, мгновенное напряжение на уравнительном реакторе $u_к$ равно:

$$u_к = e'_п - e''_п = u_{dI} - u_{dII}. \quad (2\text{-}123)$$

Предполагается, что коэффициент связи обмоток *УР* равен единице.

Вследствие автотрансформаторного эффекта на каждой обмотке уравнительного реактора появится напряжение, равное $u_к/2$, В результате для мгновенного выпрямленного напряжения на нагрузке u_d имеем:

$$u_d = u_{dI} - \frac{u_к}{2} = u_{dII} + \frac{u_к}{2} = \frac{u_{dI} + u_{dII}}{2}. \quad (2\text{-}124)$$

На рис. 2-18,*а* представлены кривые напряжения на выходе отдельных трехфазных выпрямителей. Кривая выпрямленного напряжения u_{dI} (схема *I*) выполнена сплошной линией, а кривая u_{dII} (схема *II*) — пунктирной. Штриховкой показаны ординаты мгновенных напряжений на уравнительном реакторе. Ниже на рис. 2-18,*б* кривая напряжения на уравнительном реакторе $u_к$ построена полностью. Как видно из рис. 2-18,*б*, напряжение $u_к$ имеет почти треугольную форму и его амплитуда равна половине амплитуды фазного напряжения. Напряжение на уравнительном реакторе меняется с частотой, в 3 раза большей частоты питающей сети. Кривую напряжения на нагрузке u_d можно построить графически, вычитая из кривой u_{dI} величину $u_к/2$ (помечена на рис. 2-18,*б* пунктиром). Результирующая кривая u_d обведена на рис. 2-18,*а* жирной линией. Выражение для кривой выпрямленного напряжения можно получить, подставляя в формулу (2-124) соответствующие фазные напряжения.

Так, в интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$, когда ток проводят вентили фаз a_1 и c_2, искомое напряжение u_d равно:

$$u_d = u_{dI} - \frac{u_к}{2} = u_{a1} - \frac{u_{a1} - u_{c2}}{2} = \frac{u_{a1} + u_{c2}}{2}. \quad (2\text{-}125)$$

Точно так же может быть найдено значение u_d по всем интервалам периода. Как видно из рис. 2-18,*а*, кривая выпрямленного напряжения u_d имеет шестикратную пульсацию и сформирована из участка синусоид с амплитудой, равной $\frac{\sqrt{6}}{2} U_{2ф}$.

Среднее выпрямленное напряжение выпрямителя может быть получено путем интегрирования u_d в интервале повторяемости, равном $^1/_6$ части периода сетевого напряжения:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2ф} = 1{,}17 U_{2ф}. \quad (2\text{-}126)$$

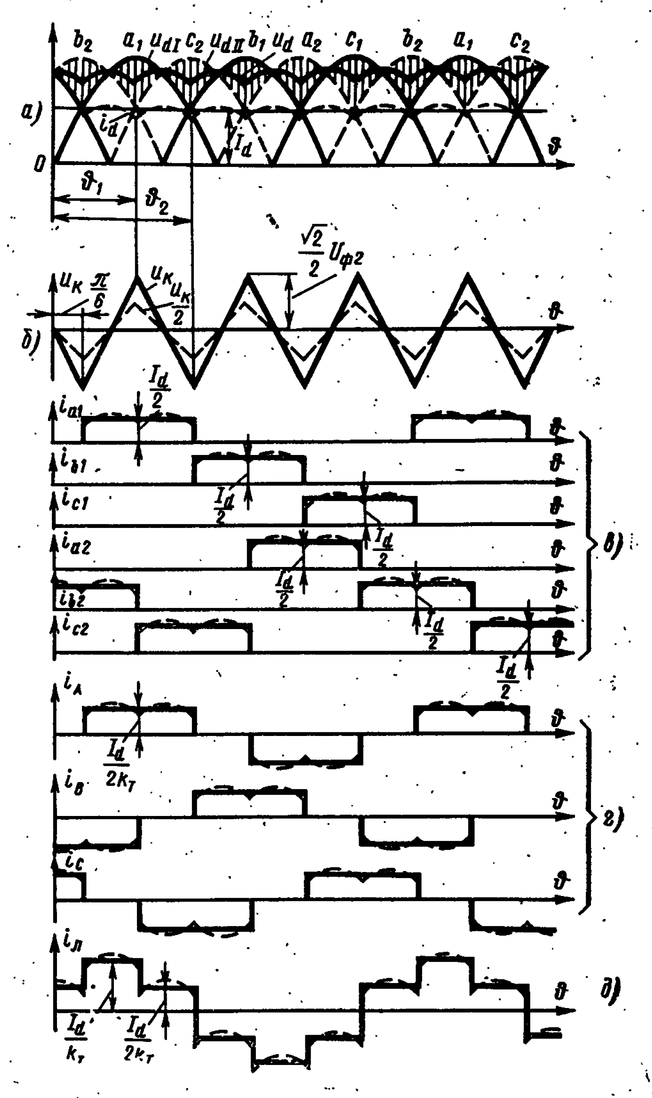


Рис. 2-18. Шестифазная схема с уравнительным реактором. Токи и напряжения на элементах схемы при $\alpha=0$.

Обратное напряжение на вентиле вследствие независимой работы обеих трехфазных схем (*I* и *II*) ничем не отличается от обратного напряжения в трехфазной схеме со средней точкой.

Максимальное обратное напряжение равно:

$$U_{об.м} = \sqrt{6} U_{2ф} = 2{,}45 U_{2ф}. \tag{2-127}$$

Кривая выпрямленного тока i_d в случае работы на активную нагрузку в точности повторяет кривую выпрямленного напряжения. Так как трехфазные схемы *I* и *II* работают параллельно на общую нагрузку, то мгновенные токи через вентили будут равны половине мгновенных выпрямленных токов, т. е. кривая тока в вентилях будет по своей форме повторять кривую выпрямленного тока в соответствующих интервалах.

Кривые токов в вентилях (вторичных фазных токов) показаны на рис. 2-18,*в*. Кривые для случая работы на активную нагрузку изображены пунктирной линией. Токи первичной обмотки трансформатора можно получить из следующих уравнений:

$$i_A = (i_{a1} - i_{a2})/k_т; \tag{2-128}$$

$$i_B = (i_{b1} - i_{b2})/k_т; \tag{2-129}$$

$$i_C = (i_{c1} - i_{c2})/k_т, \tag{2-130}$$

где i_{a1}, i_{a2}, i_{b1}; i_{b2}, i_{c1}, i_{c2} — мгновенные вторичные фазные токи; i_A, i_B, i_C — мгновенные значения фазных токов в первичных обмотках трансформатора.

Уравнение для первичных токов получены из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Постоянная составляющая магнитного потока в магнитопроводе силового трансформатора в этом случае не возникает. Это объясняется тем, что вторичные обмотки, расположенные на одном стержне, обтекаются токами противоположного направления, что приводит к компенсации постоянных составляющих м. д. с. по стержням.

Кривые фазных токов первичной обмотки трансформатора, построенные на основании зависимостей (2-128)—(2-130), приведены на рис. 2-18,*г*.

В случае соединения первичной обмотки трансформатора звездой эти кривые будут также и линейными токами. В случае соединения треугольником линейные токи находятся, как обычно, в виде разности смежных фазных токов. Кривая линейного тока для случая соединения первичной обмотки трансформатора треугольником приведена на рис. 2-18,*д*.

Кривые токов в элементах схемы для режима работы с $L_d = \infty$ показаны на рис. 2-18,*в*—*д* сплошной линией.

Средний и действующий токи вентиля при этом равны:

$$I_{в.ср} = I_d/6;\ I_в = I_2 = I_d/2\sqrt{3}. \tag{2-131}$$

Токи вентилей одновременно являются и токами вторичных обмоток трансформатора I_2. Действующий фазный ток первичной обмотки трансформатора равен:

$$I_1 = \frac{1}{k_т}\sqrt{\frac{2}{3}}\, I_d. \tag{2-132}$$

Полные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора при $L_d=\infty$ определяются следующим образом:

$$S_1=3U_{1ф}I_{1н}=\frac{\pi}{3}P_{dн}; \qquad (2\text{-}133)$$

$$S_2=6U_{2ф}I_{2н}=\frac{2\pi}{3\sqrt{2}}P_{dн}. \qquad (2\text{-}134)$$

Отсюда типовая мощность трансформатора

$$S_т=\frac{S_1+S_2}{2}=\left(\frac{\pi}{6}+\frac{\pi}{3\sqrt{2}}\right)P_{dн}=1{,}26P_{dн}. \qquad (2\text{-}135)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициенты использования вентилей по напряжению и току соответственно равны:

$$k_п=1{,}26;\ k_U=2\pi/3;\ k_I=1/2\sqrt{3};\ k_{Iср}=1/6. \qquad (2\text{-}136)$$

Для определения типовой мощности уравнительного реактора необходимо знать среднее (по модулю) напряжение на его выводах $U_{к.ср}$[1].

Кривая напряжения на уравнительном реакторе формируется из участков синусоид фазных напряжений. Интегрируя кривую $u_к$ в интервале $\vartheta=0-\pi/6$ (рис. 2-18,б), можно найти $U_{к.ср}$:

$$U_{к.ср}=\frac{6}{\pi}\int\limits_0^{\pi/6}\sqrt{2}U_{2ф}\sin\vartheta\,d\vartheta=\frac{6\sqrt{2}\left(1-\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{\pi}U_{2ф}. \qquad (2\text{-}137)$$

Напряжение $U_{к.ср}$ приводится к эквивалентному синусоидальному напряжению $U_э$ при частоте питающей сети следующим образом:

$$U_э=U_{к.ср}k_f/3, \qquad (2\text{-}138)$$

где $k_f=\pi/2\sqrt{2}$ — коэффициент формы для синусоиды.

Коэффициент 3 в формуле (2-138) отражает пересчет с тройной частоты, при которой работает уравнительный реактор, на частоту сети. Учитывая, что $U_{2ф}=\frac{2\pi}{3\sqrt{6}}U_d$, получаем:

$$U_э=\frac{2\pi\left(1-\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{3\sqrt{6}}U_d. \qquad (2\text{-}139)$$

Типовая мощность уравнительного реактора $S_{ур}$ может быть подсчитана по формуле

$$S_{ур}=\frac{1}{2}U_э\frac{1}{2}I_dk_c=$$

$$=\frac{\pi\left(1-\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{6\sqrt{6}}k_cP_{dн}=0{,}0286k_cP_{dн}. \qquad (2\text{-}140)$$

---

[1] Амплитуда потока, определяющего работу магнитной системы $УР$, зависит от среднего напряжения $U_{к.ср}$ [Л. 21].

Коэффициент $k_c>1$ учитывает работу магнитопровода уравнительного реактора на повышенной частоте в реальной схеме. Коэффициент k_c обычно принимается равным двум [Л. 12]. Отсюда получаем для реального уравнительного реактора

$$S_{ур}=0{,}0572P_{dн}. \qquad (2\text{-}141)$$

Вследствие независимости работы отдельных выпрямительных схем соотношения, определяющие режим управляемого выпрямителя, при $\alpha\neq0$ остаются такими же, что и для трехфазной схемы со средней точкой. Режим работы управляемого выпрямителя на активную нагрузку встречается сравнительно редко, поэтому целесообразно сразу рассмотреть работу схемы с идеально сглаженным выпрямительным током.

В этом случае, как и в схеме неуправляемого выпрямителя, обе параллельно включенные трехфазные схемы со средней точкой (*I* и *II*) работают независимо друг от друга. Выпрямленное напряжение и напряжение на уравнительном реакторе и их формы кри-

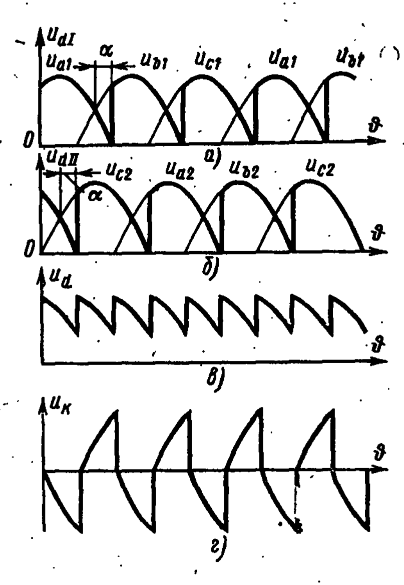


Рис. 2-19. Шестифазная схема с уравнительным реактором. Кривые выпрямленного напряжения и напряжения на уравнительном реакторе при $\alpha=30°$.

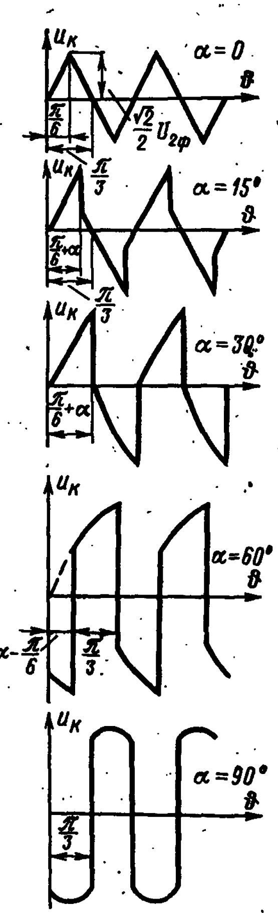


Рис. 2-20. Напряжение на уравнительном реакторе при различных углах управления выпрямителя.

вых определяются полученными ранее соотношениями (2-123) и (2-124).

На рис. 2-19,*а* и *б* приведены кривые выходного напряжения на первой (u_{dI}) и второй (u_{dII}) выпрямительных схемах для угла управления $\alpha=30°$. Результирующее напряжение на нагрузке u_d представлено на рис. 2-19,*в*.

Среднее результирующее выпрямленное напряжение равно среднему выпрямленному напряжению трехфазной схемы со средней точкой:

$$U_d=\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}U_{2ф}\cos\alpha=U_{d0}\cos\alpha. \qquad (2\text{-}142)$$

Форма кривых токов в элементах схемы остается такой же, как и для случая работы схемы с $\alpha=0$. Кривая напряжения на вентиле вследствие полной независимости работы обеих трехфазных схем имеет ту же форму, что и для трехфазной схемы со средней точкой. Как видно из рис. 2-19,*г*, напряжение на уравнительном реакторе по сравнению со случаем работы схемы с $\alpha=0$ существенно изменилось, так же как и его форма кривой. На рис. 2-20 приведены кривые напряжения на уравнительном реакторе для различных углов управления. С ростом угла управления увеличивается среднее (по модулю) значение напряжения на уравнительном реакторе, а следовательно, растет и его типовая мощность. Типовая мощность уравнительного реактора зависит от предельного угла управления, на который рассчитана схема.

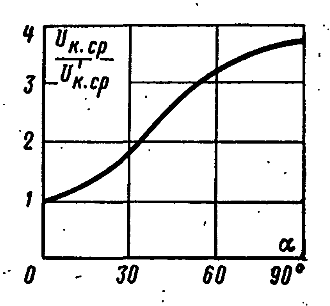


Рис. 2-21. Зависимость среднего значения напряжения на уравнительном реакторе от угла управления.

Определение среднего напряжения на уравнительном реакторе может быть выполнено следующим образом. Как видно из рис. 2-17,*а* и 2-18,*а*, мгновенные напряжения на уравнительном реакторе равны разности мгновенных напряжений работающих фаз. Рассматривая работу схемы по этапам работы вентилей, можно построить кривую напряжения на уравнительном реакторе как междуфазное напряжение соседних по порядку следования вторичных фаз трансформатора, вентили которых в данный момент проводят ток. Очевидно, что для шестифазной обмотки действующее междуфазное (линейное) напряжение соседних фаз равно действующему фазному напряжению ($U_{2л}=U_{2ф}$). Как видно из рис. 2-20, где приведены кривые напряжения на уравнительном реакторе для различных углов управления, расчет среднего напряжения на уравнительном реакторе удобнее разбить на два диапазона (по углу α). Первый диапазон охватывает углы управления α в пределах от 0 до $\pi/6$, а второй — в пределах от $\pi/6$ до $\pi/2$.

Для первого диапазона изменения угла α—($\pi/6>\alpha>0$) среднее напряжение на уравнительном реакторе равно:

$$U_{к.ср}=\frac{6\sqrt{2}}{\pi}U_{2ф}\left[1-\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\alpha\right]. \qquad (2\text{-}143)$$

Для второго диапазона изменения угла $\alpha - (\pi/2 > \alpha > \pi/6)$ значение $U_{к.ср}$ может быть получено следующим образом:

$$U_{к.ср} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2ф} \sin \alpha. \qquad (2\text{-}144)$$

На рис. 2-21 приведена кривая, показывающая зависимость среднего напряжения на реакторе $U_{к.ср}$ от угла управления α. Кривая построена в относительных значениях, где за базисное значение принято $U'_{к.ср}$ — напряжение на реакторе при $\alpha=0$.

Как видно из формул (2-138) и (2-140), график (рис. 2-21) представляет также в относительных значениях зависимость типовой мощности уравнительного реактора от максимального угла управления. В качестве базисного при этом следует принять значение $S_{ур}$ при $\alpha=0$.

2-7. ТРЕХФАЗНАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА

Режимы работы выпрямителя при $\alpha=0$ на активную и активно-индуктивную нагрузку отличаются незначительно, и их рассмотрение будет проведено совместно. Трехфазная мостовая схема (рис. 2-22,*а*) может быть представлена как последовательное соединение двух трехфазных схем со средней точкой, питаемых от одной обмотки трансформатора.

В этой схеме три вентиля объединены в катодную группу, а три других — в анодную. При работе схемы ток всегда проводят два вентиля: один в катодной группе, а другой в анодной. В любой момент времени в катодной группе будет открыт тот вентиль, потенциал анода которого выше потенциалов анодов других вентилей в группе, а в анодной группе — вентиль, потенциал катода которого ниже потенциалов катодов других вентилей группы[1]. Коммутация тока с одного вентиля на следующий, очередной в данной группе, происходит в моменты, соответствующие пересечениям синусоид фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора.

На рис. 2-22,*б* построены кривые фазных напряжений. Как видно из этого рисунка, вентили схемы проводят ток в течение $^1/_3$ периода. Очередность вступления в работу вентилей соответствует их номерам (рис. 2-22,*а*).

В результате потенциал общих катодов схемы (положительного полюса выпрямителя) изменяется по верхней огибающей кривых фазных напряжений, а потенциал

---

[1] Потенциал отсчитывается по отношению к нулевой точке вторичной обмотки трансформатора.

общих анодов (отрицательного полюса выпрямителя) — по нижней огибающей.

Выпрямленное напряжение u_d, равное разности потенциалов положительного и отрицательного полюсов выпрямителя, изображается ординатами, заключенными между верхней и нижней огибающими фазных напряжений. Очевидно, что эти ординаты являются разностью мгновенных фазных напряжений, т. е. соответствующими мгновенными линейными напряжениями. Ниже, на рис. 2-22,*в*, кривая выпрямленного напряжения u_d построена полностью. Кратность пульсаций выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна шести.

Среднее значение выпрямленного напряжения U_d для трехфазной мостовой схемы вычисляется следующим образом. Как видно из рис. 2-22,*в*, в кривой u_d в течение периода имеется шесть одинаковых повторяющихся участков, ограниченных сверху кривой линейного напряжения. Среднее значение выпрямленного напряже-

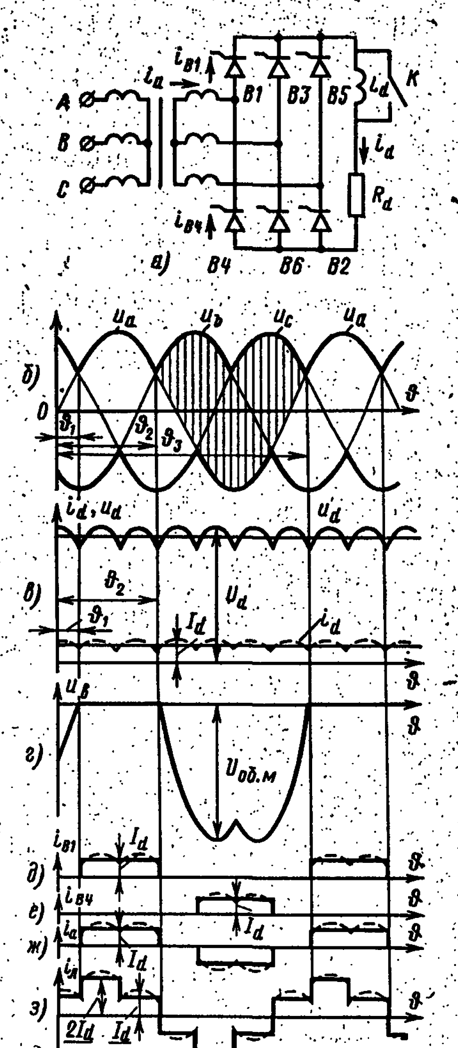


Рис. 2-22. Трехфазная мостовая схема. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузки для $\alpha=0$.

определяется в интервале повторяемости, равном $\pi/3$:

$$U_{d0}=\frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_{2ф}=2{,}34U_{2ф}. \quad (2\text{-}145)$$

Напряжение на вентиле находится как разность потенциалов его катода и анода. Ординаты кривой обратного напряжения $u_в$ для вентиля *B1* помечены на рис. 2-22,*б* штриховкой, а на рис. 2-22,*г* кривая $u_в$ построена полностью.

Максимальное обратное напряжение на вентиле в трехфазной мостовой схеме равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки:

$$U_{об.м}=\sqrt{6}\,U_{2ф}=2{,}45U_{2ф}=1{,}05U_d. \quad (2\text{-}146)$$

Выпрямленный ток i_d при работе на чисто активную нагрузку полностью повторяет кривую u_d (пунктирная линия на рис. 2-22,*в*).

В процессе работы схемы вентили парами проводят полный ток нагрузки i_d. Например, в интервале ϑ_1—ϑ_2 (рис. 2-22,*б*) в катодной группе вентилей ток проводит вентиль *B1*. Следовательно, в это время ток через вентиль *B1* равен выпрямленному току и может быть представлен участком кривой тока i_d, «вырезанным» в интервале ϑ_1—ϑ_2. Кривая тока через вентиль *B1* изображена на рис. 2-22,*д*. Аналогично можно определить кривую тока в вентиле *B4*, показанную на рис. 2-22,*е*. Вентили *B1* и *B4* оба подключены к фазе *a* и работают со смещением в 180°. Токи вентилей *B1* и *B4* являются составляющими тока фазы *a*. На рис. 2-22,*ж* представлена кривая тока фазы *a* вторичной обмотки трансформатора. В другом масштабе эта кривая представляет и фазный ток в первичной обмотке трансформатора. Одинаковая форма токов первичной и вторичной обмоток объясняется тем, что кривая вторичного тока симметрична и не содержит постоянной составляющей, следовательно, форма первичного тока будет определяться только из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток.

В случае соединения первичной обмотки трансформатора треугольником фазный ток останется точно таким же, как и при соединении обмотки звездой, а линейный ток может быть получен как разность смежных фазных токов. Графическое построение кривой линейно-

го первичного тока ($i_л$) для этого случая выполнено на рис. 2-22,з. На всех кривых рис. 2-22 токи для случая работы схемы на активную нагрузку показаны пунктиром, а для случая работы с бесконечно большой сглаживающей индуктивностью — сплошной линией.

Расчет числовых соотношений между токами трехфазной мостовой схемы будет произведен для режима $L_d=\infty$.

Средний и действующий токи через вентиль равны:

$$I_{в.ср}=I_d/3;\ I_в=I_d/\sqrt{3}. \qquad (2\text{-}147)$$

Действующие токи фаз вторичной и первичной обмоток трансформатора

$$I_2=\sqrt{\frac{2}{3}}I_d; \qquad (2\text{-}148)$$

$$I_1=\frac{1}{k_т}\sqrt{\frac{2}{3}}I_d. \qquad (2\text{-}149)$$

Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора одинаковы и равны типовой мощности трансформатора:

$$S_т=S_1=S_2=3U_{1ф}I_{1н}=\frac{\pi}{3}P_{dн}=1{,}05P_{dн}. \qquad (2\text{-}150)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициенты использования вентилей по напряжению и току соответственно равны:

$$k_п=1{,}05;\ k_U=\pi/3;\ k_I=1/\sqrt{3};\ k_{I ср}=1/3. \qquad (2\text{-}151)$$

Как видно из формулы (2-150), расчетная (типовая) мощность трансформатора практически равна мощности выпрямленного тока ($S_т$ превосходит $P_{dн}$ всего на 5%). Максимальное обратное напряжение на вентилях также только на 5% превышает среднее значение выпрямленного напряжения. Столь благоприятным соотношением этих параметров объясняется широкое использование трехфазной мостовой схемы во многих областях преобразовательной техники.

Вследствие некоторой специфики работы системы управления вентилями трехфазной управляемой мостовой схемы при работе на активную нагрузку целесообразно краткое рассмотрение режима работы при $L_d=0$.

На рис. 2-23,*а* и *б* изображены кривые фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора, и кривые

выпрямленного напряжения схемы для трех значений угла управления α при работе схемы на активную нагрузку. Угол управления, как обычно, отсчитывается от моментов естественного включения вентилей (точки пересечения синусоид фазных напряжений). Следует отметить, что для работы мостовой схемы необходимо

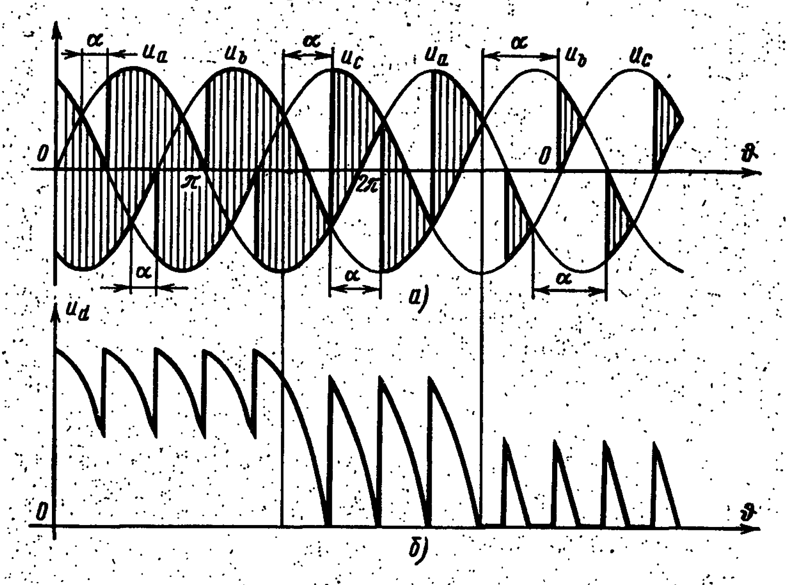


Рис. 2-23. Трехфазная мостовая схема. Кривые выпрямленного напряжения при работе на активную нагрузку для $\alpha=30$, 60 и 90°.

подавать на вентили управляющие импульсы шириной больше 60° или сдвоенные импульсы. Причина такого требования становится ясной из рассмотрения принципа работы самой схемы. В случае использования одиночных импульсов с шириной меньше 60° не обеспечивается пуск выпрямителя, так как не могут включиться одновременно два вентиля в анодной и катодной группах. Кроме того, как видно из рис. 2-23,*б*, при углах управления $\alpha>60°$ при активной нагрузке в кривой выпрямленного напряжения и тока появляются паузы, и, следовательно, необходимо одновременно с подачей управляющего импульса на очередной вступающий в работу вентиль подавать повторный управляющий импульс на соответствующий вентиль в противоположном плече

или же использовать импульсы с длительностью больше 60°.

Как видно из рис. 2-23,*б*, кривая выпрямленного напряжения и тока в диапазоне изменения угла управления от 0 до 60° непрерывна. При углах управления $\alpha > 60°$ ток i_d прерывистый. Таким образом, схема имеет два качественно отличных режима работы.

Для первого режима ($0 < \alpha < \pi/3$) среднее выпрямленное напряжение может быть найдено следующим образом:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6} U_{2ф} \sin \vartheta \, d\vartheta = U_{d_0} \cos \alpha. \quad (2\text{-}152)$$

Для второго режима ($\alpha > \pi/3$) среднее выпрямленное напряжение равно:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_{2ф} \sin \vartheta \, d\vartheta = U_{d_0} [1 + \cos(\pi/3 + \alpha)]. \quad (2\text{-}153)$$

Как видно из формулы (2-153), предельным углом регулирования, при котором U_d становится равным нулю, является в этом случае угол $\alpha_м = 120°$.

Наибольший интерес представляет режим работы схемы со сглаженным током i_d. Полагаем ток идеально сглаженным. В этом случае ток нагрузки непрерывен во всем диапазоне управления. На рис. 2-24,*а* и *б* построены синусоиды фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора, выпрямленное напряжение и токи вентилей для случая работы выпрямителя с углом управления $\alpha = 75°$. Токи катодной группы вентилей показаны условно выше нулевой линии, а токи анодной группы вентилей — ниже.

Жирной линией обведены участки синусоид фазных напряжений, по которым изменяются потенциалы объединенных катодов и объединенных анодов. Как видно из рис. 2-24,*а*, в интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ включен вентиль *B1*. Потенциал катода вентиля (по отношению к нулевой точке) изменяется по синусоиде фазного напряжения

u_a, причем в начале интервала он положителен, а в конце отрицателен. В момент ϑ_2 включается вентиль $B3$, и ток переходит на него. Далее в интервале ϑ_2—ϑ_3 ток нагрузки проводит вентиль $B3$, и, наконец, в момент ϑ_3 вступает в работу вентиль $B5$ и работает до момента ϑ_4. Аналогичные явления происходят и в анодной группе вентилей.

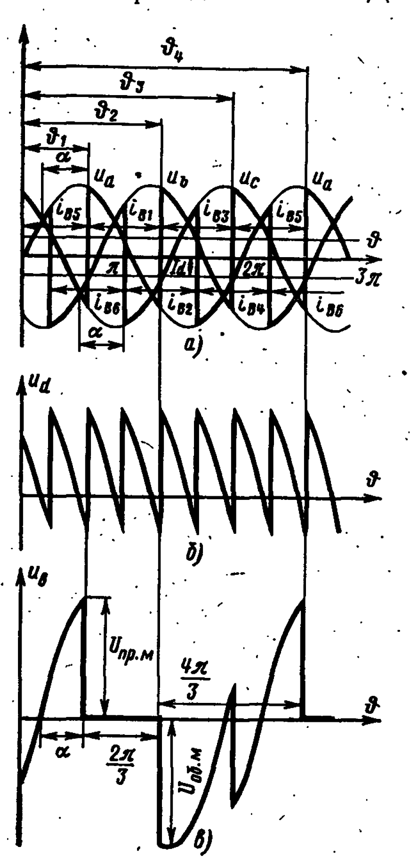


Рис. 2-24. Трехфазная мостовая схема. Кривые выпрямленного и обратного напряжений при работе на активно-индуктивную нагрузку для $\alpha=75°$.

Выпрямленное напряжение схемы u_d может быть найдено как разность потенциалов между точками объединенных катодов и объединенных анодов. Кривая u_d построена полностью на рис. 2-24,б. Среднее выпрямленное напряжение в этом случае может быть вычислено для всего диапазона управления по следующей формуле:

$$U_d=U_{d0}\cos\alpha. \quad (2\text{-}154)$$

Из (2-154) следует, что в случае работы выпрямителя со сглаженным током предельный угол регулирования $\alpha_м=90°$.

Кривая напряжения на вентиле $B1$ построена на рис. 2-24,в. Максимальное значение обратного напряжения равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Максимальное прямое напряжение на вентиле определяется следующим образом:

$$U_{пр.м}=\sqrt{6}U_{2ф}\sin\alpha. \quad (2\text{-}155)$$

Трехфазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилей. В трехфазной мостовой схеме можно применять управляемые вентили в половинном количестве (полууправляемая или несимметричная схема). Как показано на рис. 2-25,*а*, управляемые вентили использованы только в катодной группе (анодная группа собрана на неуправляемых вентилях). Подобную схему можно представить как последовательное соединение двух трехфазных схем со средней точкой (управляемой и неуправляемой). На рис. 2-25,*б* представле-

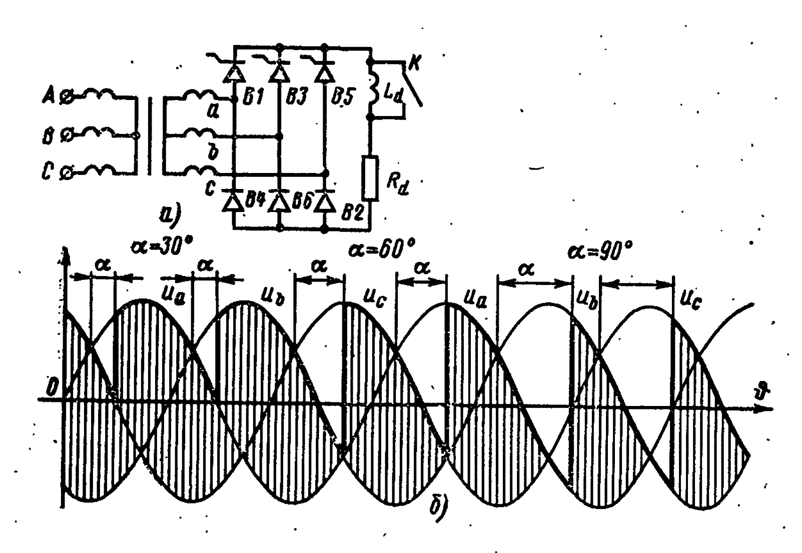


Рис. 2-25. Трехфазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилей.

ны кривые потенциалов положительного и отрицательного полюсов выпрямителя для случая работы схемы на активную нагрузку с $\alpha=$ $=30$, 60, 90°. Штриховкой на рис. 2-25,*б* показаны мгновенные выпрямленные напряжения u_d. Как видно из рис. 2-25,*б*, в зависимости от угла управления существуют два режима работы схемы: режим непрерывного выпрямленного тока ($0<\alpha<\pi/3$) и режим прерывистого тока ($\alpha>\pi/3$).

В первом режиме ($0<\alpha<\pi/3$) коммутации тока в катодной группе (управляемые вентили *В1*, *В3* и *В5*) происходят в моменты подачи управляющих импульсов на соответствующие вентили. Коммутации в анодной группе (вентили *В2*, *В4*, *В6*) происходят в моменты естественного включения вентилей (точки пересечения синусоид фазных напряжений).

Во втором режиме ($\alpha>\pi/3$) включение вентилей в катодной и анодной группах происходит попарно в момент подачи управляющего импульса на управляемый вентиль. Коммутация тока в группах в данном режиме отсутствует, так как ток i_d становится равным нулю еще до подачи отпирающего импульса на очередной управляемый вентиль.

Среднее значение выпрямленного напряжения может быть определено следующим образом:

1-й режим $\left(0 \leqslant \alpha \leqslant \frac{\pi}{3}\right)$:

$$U_d = U_{d0} - \frac{3}{2\pi}\int\limits_0^{\alpha} \sqrt{6}U_{2ф}\sin\vartheta\, d\vartheta; \qquad (2\text{-}156)$$

2-й режим $\left(\alpha > \frac{\pi}{3}\right)$:

$$U_d = \frac{3}{2\pi}\int\limits_{\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_{2ф}\sin\vartheta\, d\vartheta. \qquad (2\text{-}157)$$

В результате интегрирования выражений (2-156) и (2-157) получаем, что U_d определяется в обоих режимах одной и той же формулой

$$U_d = U_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}. \qquad (2\text{-}158)$$

Предельным углом управления (при котором $U_d=0$) для схемы с неполным числом управляемых вентилей при работе на активную нагрузку является угол $\alpha_м = 180°$.

Как видно из рис. 2-25,*б*, кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения схемы с неполным числом управляемых вентилей по сравнению с нормальной трехфазной мостовой схемой изменилась. Если в схеме с шестью управляемыми вентилями кратность пульсаций равна шести, то при трех управляемых вентилях кратность пульсаций снижается до трех. Третья гармоника в кривой u_d становится значительной при работе выпрямителя с большими углами управления.

Уменьшение кратности пульсаций требует более мощных фильтрующих элементов, и поэтому использование схемы с неполным числом управляемых вентилей целесообразно в выпрямителях, предназначенных для работы со сравнительно небольшим диапазоном изменения угла управления α.

При большой сглаживающей индуктивности ток i_d непрерывен во всем диапазоне изменения α. В этом случае можно считать, что трехфазная мостовая схема распадается на две последовательно включенные трехфазные схемы со средней точкой, работающие независимо. Выпрямленное напряжение на выходе всей схемы равно сумме выпрямленных напряжений отдельных схем. С помощью (2-83) и (2-110) получим:

$$U_d = \frac{2\sqrt{6}}{2\pi}U_{2ф} + \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}U_{2ф}\cos\alpha =$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_{2ф}\frac{1+\cos\alpha}{2} = U_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}. \qquad (2\text{-}159)$$

Из выражений (2-158) и (2-159) видно, что регулировочная характеристика выпрямителя не зависит от характера нагрузки.

Следует отметить некоторые особенности режима работы управляемого выпрямителя с неполным числом управляемых вентилей. В случае работы схемы на активно-индуктивную нагрузку при углах регулирования $\alpha > \pi/2$ катодная группа вентилей схемы (управляемая часть) переходит в инверторный режим и начинает работать как инвертор, ведомый сетью [Л. 16]. В результате выходное напряжение управляемой части схемы при $\alpha > \pi/2$ меняет знак. По сравнению с симметричной трехфазной мостовой схемой несимметричная схема потребляет из питающей сети ток, содержащий как нечетные, так и четные гармоники. Последнее приводит к ухудшению коэффициента искажения [Л. 12, 16].

Определенным преимуществом несимметричной схемы является меньшая потребляемая из питающей сети реактивная мощность [Л. 16].

2-8. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Необходимость последовательного и параллельного соединения выпрямительных схем вызвана рядом причин. В качестве основных можно перечислить следующие:

1. Стремление получить меньшие пульсации в кривой выпрямленного напряжения.

2. Необходимость снижения высших гармонических в кривой тока, потребляемого схемой из питающей сети.

3. Необходимость создания выпрямительных агрегатов на высокие напряжения или же на большие токи.

На рис. 2-26 в виде примера приведены варианты последовательного и параллельного соединения трехфазных мостовых схем. Возможно также использование для совместной работы и других схем выпрямления (например, параллельная работа шестифазных схем с уравнительным реактором).

Принцип действия схем, приведенных на рис. 2-26, поясняется на примере выпрямителей с неуправляемыми вентилями в режиме работы их с идеально сглаженным выпрямленным током. Однако полученные выводы остаются справедливыми и для управляемых выпрямителей. При проведении рассмотрения необходимо иметь в виду, что процессы в каждом из выпрямителей, из которых компонуется комбинированная схема, протекают независимо, и поэтому можно использовать те формулы и основные соотношения, которые получены для этих схем в предыдущих параграфах данной главы [1].

а) Последовательное соединение двух трехфазных мостовых выпрямителей

Трансформаторы каждой мостовой схемы выполняются с различными группами соединения (например, Y/Y и Δ/Y). Этим достигается сдвиг линейных напряжений вторичных обмоток трансформаторов на 30°. При работе схемы выпрямленные напряжения отдельных

---

[1] Следует отметить, что в реальных выпрямителях могут возникать режимы, в которых отдельные схемы уже влияют друг на друга [Л. 13].

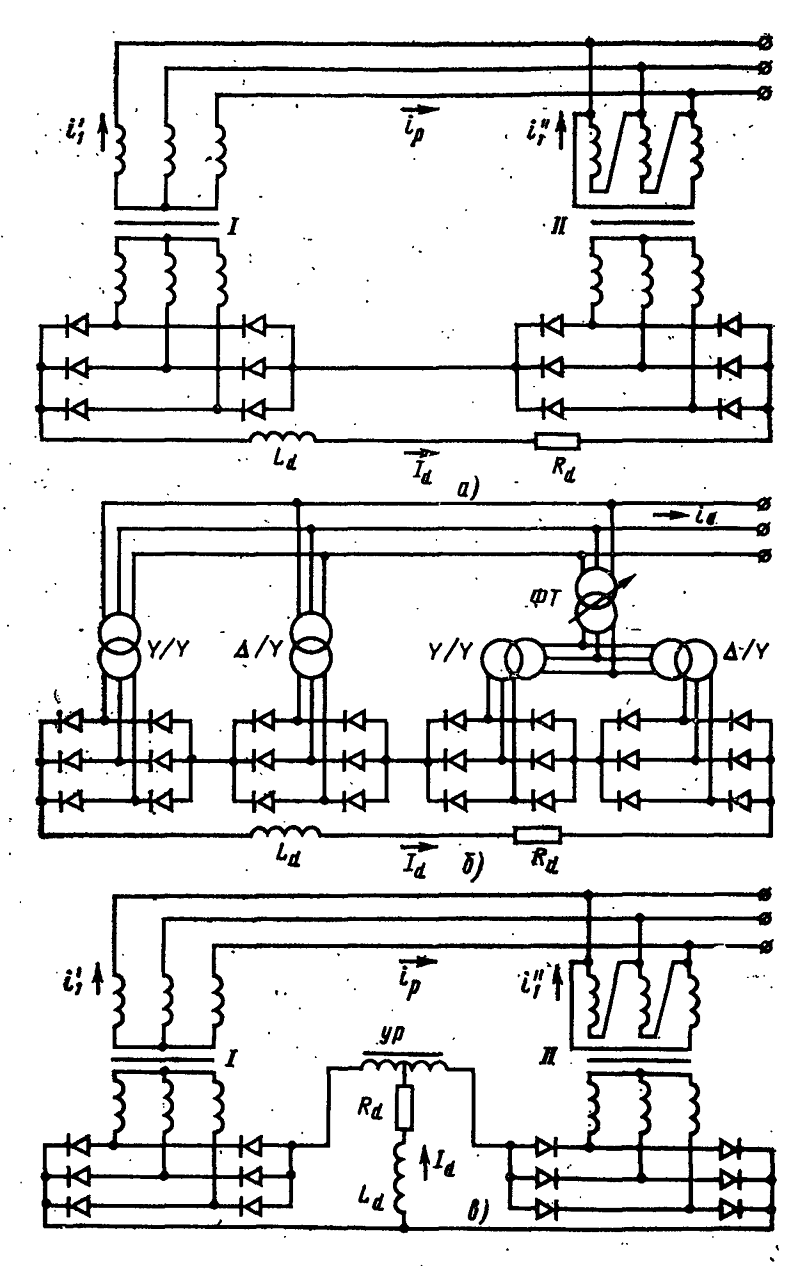


Рис. 2-26. Последовательное и параллельное соединение выпрямительных схем.

мостов (u_{dI} и u_{dII}) и токи первичных обмоток трансформаторов (i'_1 и i''_1) суммируются. Предположим, что выпрямленные напряжения обеих мостовых схем равны ($U_{dI}=U_{dII}$). Период пульсаций в трехфазной мостовой схеме, как это было показано выше, равен $^1/_6$ периода питающего напряжения. Сложение двух выпрямленных напряжений, имеющих шестикратную пульсацию и смещенных друг относительно друга на 30°, дает в результате кривую напряжения с периодичностью пульсаций в $^1/_{12}$ часть периода. Таким образом, выпрямленное напряжение двухмостовой последовательной схемы по своей кратности пульсаций соответствует 12-фазной схеме. На рис. 2-27,*а—в* это наглядно показано графически. Среднее выпрямленное напряжение всей схемы U_d равно удвоенному среднему выпрямленному напряжению для отдельной схемы. Таким образом,

$$U_d=2U_{dI}=2U_{dII}. \tag{2-160}$$

Поскольку первичные обмотки питающих трансформаторов включены параллельно, результирующий ток, потребляемый схемой из сети, равен сумме токов, потребляемых каждым мостом. На рис. 2-27,*г—е* показаны кривые первичных токов (i'_1 и i''_1) для обоих трансформаторов, а также кривая результирующего тока $i_р$. Так как ранее предполагалось, что выпрямленные напряжения обеих выпрямительных схем одинаковы, то при одинаковых мощностях отдельных выпрямителей равны и выпрямленные токи. Коэффициенты трансформации обоих трансформаторов (определяемые по линейным напряжениям $k_т=U_{1л}/U_{2л}$) также должны быть одинаковы. В результате вторичные фазные токи у отдельных трансформаторов совпадают. Форма кривых первичных фазных токов одинакова с формой вторичных, но первичные фазные токи отличаются по значениям. Амплитуда первичного фазного тока трансформатора Y/Y равна $I_d/k_т$, а амплитуда первичного фазного тока трансформатора Δ/Y соответственно $I_d/k_т\sqrt{3}$. Так как первичная обмотка второго трансформатора соединена треугольником, то его линейный ток может быть получен как разность фазных токов. Используя построение, сделанное при рассмотрении работы трехфазной мостовой схемы, можно получить кривую первичного линейного тока второго трансформатора i''_1, приведенную на рис. 2-27,*д*. Результирующий ток $i_р$, потребляемый всей схемой из сети, легко получается суммированием i'_1 и i''_1. Как видно из рис. 2-27,*г—е*, где приведены кривые токов i'_1, i''_1, $i_р$, форма кривой суммарного тока $i_р$, потребляемого всей схемой из сети, приближается к синусоидальной.

Питание каждой из мостовых схем можно осуществлять не от двух отдельных трансформаторов, а от одного трехобмоточного. В этом случае вторичные обмотки трансформатора соединяются одна звездой, а другая треугольником. Использование одного трехобмоточного трансформатора вместо двух двухобмоточных может дать в некоторых случаях определенные экономические выгоды.

Создание подобных схем возможно и с бо́льшим числом выпрямительных мостов. Например, можно включить последовательно со схемой, представленной на рис. 2-26,*а*, еще точно такую же схему, питаемую со стороны переменного тока через фазосдвигающий трансформатор *ФТ* с углом сдвига 15° [Л. 20, 21]. Подобная схема представлена на рис. 2-26,*б*. В этом случае можно получить пульсацию выпрямленного напряжения с кратностью, равной 24, и практически синусоидальную кривую потребляемого тока с малым содержанием высших гармонических. Можно получить схему и с 36-кратной пуль-

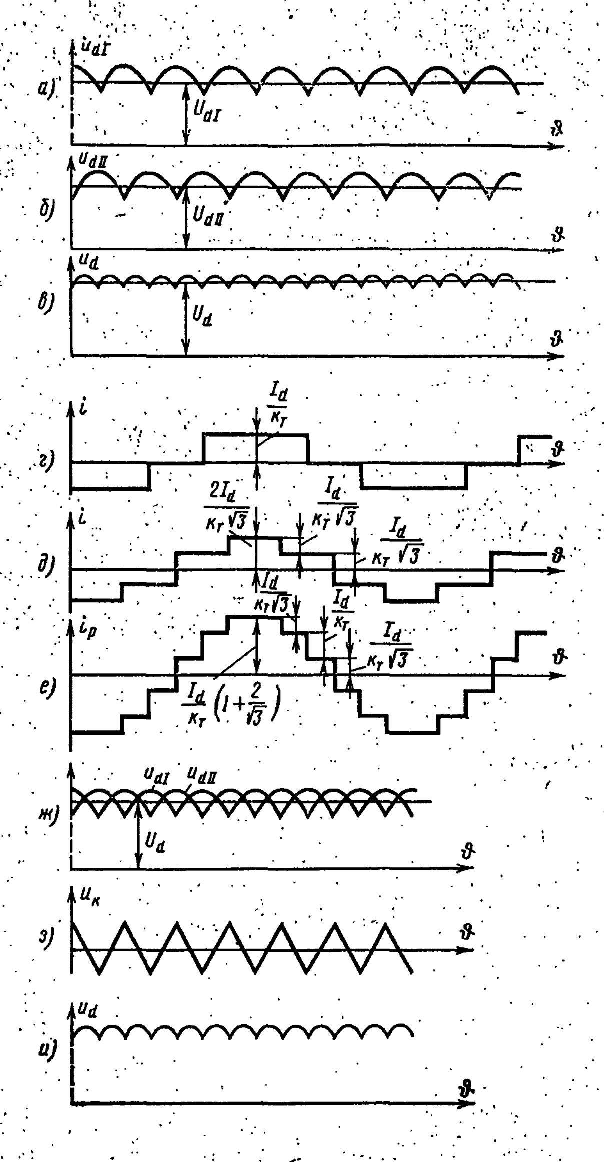


Рис. 2-27. Кривые выпрямленного напряжения и потребляемого тока для последовательно и параллельно соединенных выпрямителей.

сацией выходного напряжения. Для этого следует включить последовательно три мостовые схемы, две из которых смещены по первичному напряжению с помощью фазосдвигающих трансформаторов на углы +10 и —10°. Третья схема включается без фазосдвигающего трансформатора [Л. 20].

При последовательном соединении мостовых схем коэффициент использования вентилей $k_U<1$. Так, в двухмостовой последовательной схеме $k_U=\pi/6$. Это позволяет с вентилями определенного класса получать в ряде случаев более высокое выпрямленное напряжение, чем в одиночной мостовой схеме, не прибегая к последовательному соединению вентилей.

б) Параллельное соединение двух трехфазных мостовых выпрямителей

На рис. 2-26,*в* дана схема параллельного соединения двух трехфазных мостовых схем, включенных через уравнительный реактор. Линейные напряжения вторичных обмоток трансформаторов, как и в предыдущем случае, равны и смещены друг относительно друга на 30° за счет соединения питающих трансформаторов в разные группы (Y/Y и Δ/Y). Принцип работы данной схемы аналогичен принципу работы шестифазной схемы с уравнительным реактором, описанной ранее в § 2-6. Уравнительный реактор выполняет здесь ту же самую функцию, принимая на себя разность переменных составляющих выпрямленного напряжения обеих схем. Среднее выпрямленное напряжение всей схемы равно в этом случае среднему напряжению отдельных схем $U_d=U_{dI}=U_{dII}$. Напряжение на уравнительном реакторе находится как разность переменных составляющих выпрямленного напряжения отдельных схем. На рис. 2-27, *ж* и *з* показаны кривые выпрямленного напряжения схем *I* и *II* (u_{dI} и u_{dII}) и построена кривая напряжения на уравнительном реакторе ($u_к$).

Как видно из рис. 2-27,*з*, напряжение на уравнительном реакторе имеет частоту, в 6 раз бо́льшую частоты питающей сети. Амплитуда напряжения на уравнительном реакторе равна разности максимального и минимального значений выпрямленного напряжения каждой отдельной схемы:

$$U_{к.м}=\sqrt{6}U_{2ф}\,[1-\sqrt{3}/2]. \qquad (2\text{-}161)$$

Типовая мощность уравнительного реактора в этом случае незначительна.

Мгновенные напряжения на выходе схемы могут быть найдены так же, как в шестифазной схеме с уравнительным реактором:

$$u_d=u_{dI}-\frac{u_к}{2}=u_{dII}+\frac{u_к}{2}. \qquad (2\text{-}162)$$

Кривая выпрямленного напряжения всей схемы u_d построена на рис. 2-27,*и*. Как видно из рис. 2-27,*и*, кривая u_d имеет 12-кратную пульсацию. Средний выпрямленный ток I_d в этом случае равен сумме токов отдельных схем. Так как $U_{dI}=U_{dII}$, то обе схемы отдают в нагрузку ток, равный $I_d/2$. Построение кривой тока, потребляемого схемой из питающей сети, совершенно аналогично разобранному ранее случаю последовательного соединения трехфазных мостовых схем. Единственное различие будет в том, что на месте I_d будет фигурировать $I_d/2$. Кривая тока, потребляемого схемой из сети, по

своей форме аналогична кривой тока для случая последовательного соединения двух мостов (рис. 2-27,*е*). Токи в вентилях рассмотренной параллельной схемы в 2 раза меньше, чем в случае одномостового выпрямителя на ту же мощность. Поэтому применение подобной схемы целесообразно в установках на большие токи, где может потребоваться параллельное соединение большого числа вентилей.

2-9. ВЫСШИЕ ГАРМОНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА В СХЕМАХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

а) Высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения

Кривая выпрямленного напряжения любой схемы выпрямления всегда содержит две составляющие: постоянную, равную среднему выпрямленному напряжению, и переменную, которая состоит из определенного спектра гармоник. Если рассмотреть наиболее часто встречающийся режим — работу выпрямителя с большой сглаживающей индуктивностью, при которой ток i_d непрерывен, то можно заметить, что в этом случае все основные схемы имеют одинаковую регулировочную характеристику $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ и один и тот же предельный угол управления $\alpha_м = 90°$. Это позволяет объединить рассмотрение схем и получить формулу, одинаково пригодную для нахождения амплитуд высших гармоник выпрямленного напряжения для всех рассмотренных ранее схем выпрямления.

На рис. 2-28,*а*—*в* приведены кривые u_d для однофазной, трехфазной и шестифазной схем со средней точкой.

Рис. 2-28. Кривые выпрямленного напряжения однофазных и многофазных схем.

Для однофазной мостовой схемы кривая u_d будет иметь такой же вид, как на рис. 2-28,*а*. Для шестифазной схемы с уравнительным реактором и трехфазной мостовой схемы кривая u_d аналогична кривой, приведенной на рис. 2-28,*в*, только в первом случае из-за работы уравнительного реактора амплитуда синусоид будет равна $\sqrt{6}U_{2ф}/2$, а в мостовой схеме это будет амплитуда линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора $\sqrt{6}U_{2ф}$.

Кривые выпрямленного напряжения, как видно из рис. 2-28,*а*—*в*, представляют собой периодические функции. Очевидно, подобные функции удовлетворяют условиям Дирихле и могут быть разложены в ряд Фурье. Ряд будет содержать постоянную составляющую, первую гармонику, период которой будет равен периоду исходной функции, и спектр высших гармоник, частоты которых кратны частоте первой гармоники.

В общем виде выпрямленное напряжение u_d может быть записано следующим образом:

$$u_d = U_d + \sum_{n=1}^{n=\infty} U_{nm} \sin(n\omega_1 t + \vartheta_n), \qquad (2\text{-}163)$$

где $\omega_1 = \omega m$ — угловая частота первой гармоники; m — кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения; n — порядок высшей гармоники; U_{nm} — амплитуда высшей гармоники порядка n; ϑ_n — начальная фаза высшей гармоники n-го порядка.

Для U_{nm} и ϑ_n согласно [Л. 22] могут быть даны следующие выражения:

$$U_{nm} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}; \qquad (2\text{-}164)$$

$$\vartheta_n = \operatorname{arctg} \frac{A_n}{B_n}, \qquad (2\text{-}165)$$

где A_n и B_n определяются выражениями:

$$A_n = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} u_d(t) \cos(n\omega_1 t)\, dt; \qquad (2\text{-}166)$$

$$B_n = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} u_d(t) \sin(n\omega_1 t)\, dt; \qquad (2\text{-}167)$$

$T_1=2\pi/\omega_1$ — период повторяемости в кривой выпрямленного напряжения.

Кривую u_d в интервале повторяемости $\vartheta_1=0—2\pi/m$ для всех схем можно описать следующим общим уравнением:

$$u_d(\vartheta)=U_m\cos\left(\vartheta-\frac{\pi}{m}+\alpha\right). \qquad (2\text{-}168)$$

Как видно из рис. 2-28, это соотношение справедливо для любой схемы выпрямления, так как момент включения очередного вентиля всегда отстоит от нуля синусоиды соответствующего фазного напряжения на угол $\pi/2-\pi/m+\alpha$, а U_m для однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой и однофазной мостовой схемы представляет собой амплитуду фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_m=\sqrt{2}U_{2ф}$.

Для шестифазной схемы с уравнительным реактором $U_m=\sqrt{6}U_{2ф}/2$. Для трехфазной мостовой $U_m=\sqrt{6}U_{2ф}$.

Подставив (2-168) в (2-166) и (2-167) и сделав подстановку $\omega_1=m\omega$, получим:

$$A_n=U_m\frac{m}{\pi}\int\limits_0^{2\pi/m}\cos(\vartheta-\pi/m+\alpha)\cos nm\vartheta\, d\vartheta; \qquad (2\text{-}169)$$

$$B_n=U_m\frac{m}{\pi}\int\limits_0^{2\pi/m}\cos(\vartheta-\pi/m+\alpha)\sin nm\vartheta\, d\vartheta. \qquad (2\text{-}170)$$

В результате для U_{nm} может быть получено следующее выражение:

$$U_{nm}=U_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha\frac{2}{m^2n^2-1}\sqrt{1+m^2n^2\operatorname{tg}^2\alpha}. \qquad (2\text{-}171)$$

Величина

$$U_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha=U_{d0}\cos\alpha,$$

входящая в выражение (2-171), является средним выпрямленным напряжением управляемого выпрямителя U_d.

Следовательно,

$$U_{nm}=U_{d0}\cos\alpha\frac{2}{m^2n^2-1}\sqrt{1+m^2n^2\operatorname{tg}^2\alpha}. \qquad (2\text{-}172)$$

Часто в расчетах используется относительная величина

$$U_{nm*}=\frac{U_{nm}}{U_{d_0}}=\frac{2\cos\alpha}{m^2n^2-1}\sqrt{1+m^2n^2\,\mathrm{tg}^2\,\alpha}. \quad (2\text{-}173)$$

Графики зависимостей $U_{nm*}(\alpha)$ для трехфазной мостовой схемы ($m=6$) приведены на рис. 2-29. Рисунок 2-29 наглядно показывает, что с увеличением угла управления наблюдается быстрый рост высших гармоник в кривой выпрямленного напряжения.

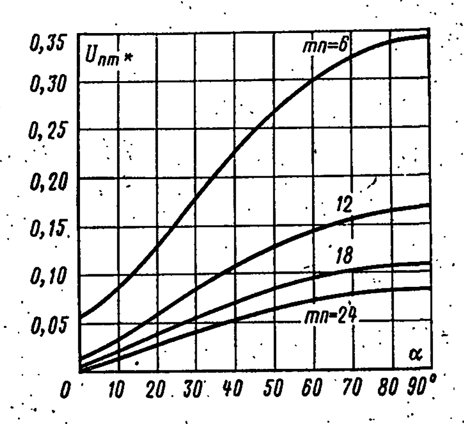


Рис. 2-29. Зависимость высших гармоник выпрямленного напряжения от угла управления.

б) Высшие гармоники в кривой первичного тока выпрямителя

Кривая переменного тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети, несинусоидальна; она содержит основную гармонику с частотой, равной частоте сети, и некоторый спектр высших гармоник.

На рис. 2-30,*а—д* представлены наиболее характерные кривые токов, потребляемых выпрямителями из сети. Кривые построены для режима работы управляемого выпрямителя с идеально сглаженным током[1]. Форма

---

[1] Начала кривых смещены так, чтобы для удобства расчетов их оси симметрии кривой проходили через точку $\pi/2$.

кривой первичного тока, изображенная на рис. 2-30,*а*, принадлежит однофазной двухполупериодной и однофазной мостовой схемам. Кривая тока рис. 2-30,*б* относится к случаю работы однофазной схемы с нулевым вентилем. Кривые токов, представленные на рис. 2-30,*в* и *г*, принадлежат трехфазной мостовой схеме и шестифазной схеме с уравнительным реактором при разных схемах соединения первичной обмотки питающего трансформатора. Случаю соединения первичной обмотки трансфор-

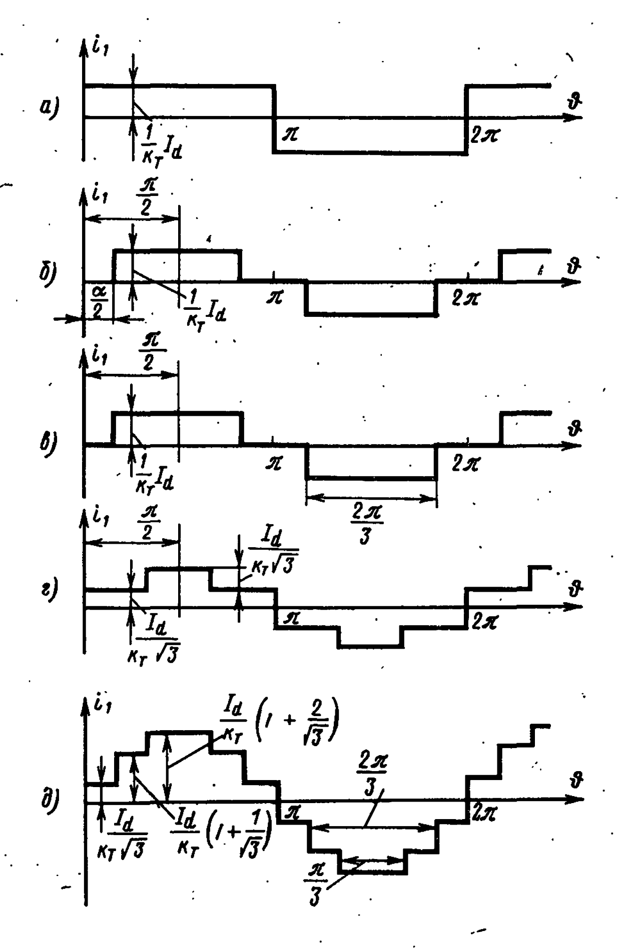


Рис. 2-30. Кривые потребляемого из питающей сети тока для различных схем выпрямления.

матора в звезду соответствует рис. 2-30,*в*, а случаю соединения в треугольник — рис. 2-30,*г*.

Множитель $1/\sqrt{3}$ при амплитуде кривой рис. 2-30, *г* принят из условия, что как первая, так и вторая схемы имеют одинаковые выпрямленные напряжения и отдают одинаковый выпрямленный ток. Кривая тока, изображенная на рис. 2-30,*д*, представляет собой результирующий ток, потребляемый схемами, обеспечивающими 12-кратную пульсацию выпрямленного напряжения (схемы приведены на рис. 2-26,*а*, *в*).

Кривая, изображенная на рис. 2-30,*а*, может быть представлена следующим рядом [Л. 22]:

$$i=\frac{4I_d}{\pi k_т}\left[\sin\vartheta+\frac{1}{3}\sin 3\vartheta+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{5}\sin 5\vartheta+\ldots+\frac{1}{n}\sin(n\vartheta)+\ldots\right]. \qquad (2\text{-}174)$$

Кривая содержит только нечетные гармоники. Амплитуда любой гармоники I_{nm} в этом случае может быть представлена следующим выражением:

$$I_{nm}=\frac{4I_d}{\pi k_т}\,\frac{1}{n}. \qquad (2\text{-}175)$$

Относительное значение высших гармоник в долях амплитуды основной гармоники равно:

$$I_{nm*}=\frac{I_{nm}}{I_{(1)m}}=\frac{1}{n}. \qquad (2\text{-}176)$$

Процентное содержание высших гармоник в кривой тока приведено ниже:

n	1	3	5	7	9	11	13	15
I_{nm*}, %	100	33	20	14,3	11,1	9,1	7,7	6,7

Гармонический состав тока графически может быть представлен дискретным спектром. На рис. 2-31,*а* показана основная часть спектра кривой тока, изображенной на рис. 2-30,*а*.

Разложение кривой тока однофазного выпрямителя с нулевым вентилем (рис. 2-30,*б*) удобнее выполнить, перенеся начало отсчета вправо на $\pi/2$. В этом случае разложение, как показано в [Л. 22], будет иметь вид:

$$i=\frac{4I_d}{\pi k_т}\left[\sin\frac{\pi}{2}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}\right)\cos\vartheta+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{3}\sin\frac{3\pi}{2}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}\right)\cos 3\vartheta+\ldots\right]. \qquad (2\text{-}177)$$

Амплитуда n-й гармоники равна:

$$I_{nm} = \frac{4I_d}{\pi n k_т} \sin\frac{n\pi}{2}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right). \qquad (2\text{-}178)$$

Амплитуды высших гармоник зависят от угла регулирования выпрямителя.

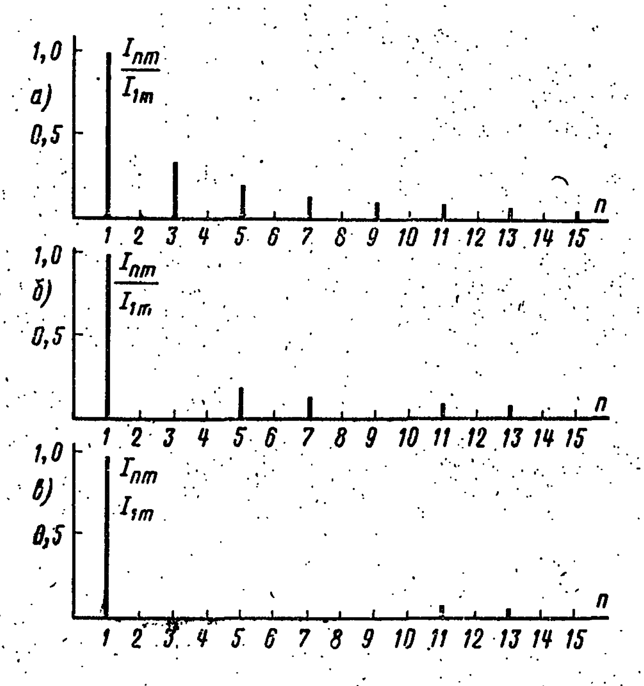


Рис. 2-31. Спектр высших гармоник тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети.

Разложение кривой тока трехфазного мостового выпрямителя (рис. 2-30,*в*) может быть получено из (2-177), если подставить туда $\alpha = \pi/3$. В этом случае разложение кривой тока будет иметь вид:

$$i = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_т}\left[\cos\vartheta - \frac{1}{5}\cos 5\vartheta + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{7}\cos\vartheta - \frac{1}{11}\cos 11\vartheta + \dots\right]. \qquad (2\text{-}179)$$

Как видно из (2-179), в разложении отсутствуют гармоники, кратные трем. Амплитуда n-й гармоники может быть представлена следующей формулой:

$$I_{nm}=\frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_т}\frac{1}{n}. \qquad (2\text{-}180)$$

На рис. 2-31,*б* показана часть спектра высших гармонических кривой первичного тока трехфазной мостовой схемы (рис. 2-30,*в*).

В случае соединения первичной обмотки трансформатора в треугольник кривая первичного линейного тока трехфазной мостовой схемы имеет вид, приведенный на рис. 2-30,*г*. Фазные токи первичной обмотки совпадают по форме с кривой, показанной на рис. 2-30,*в*. Очевидно, что линейный ток, являющийся разностью фазных токов, содержит только гармоники, имеющиеся в фазных токах.

Для удобства рассмотрения перенесем начало отсчета на кривой рис. 2-30,*г* вправо на $\pi/2$. Тогда кривая линейного тока будет симметрична как относительно оси абсцисс, так и относительно оси ординат. В этом случае, как это показано в [Л. 22], разложение в ряд принимает простую форму:

$$i=\Sigma I_{nm}\cos n\vartheta, \qquad (2\text{-}181)$$

где амплитуда I_{nm} равна:

$$I_{nm}=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i\cos n\vartheta\, d\vartheta. \qquad (2\text{-}182)$$

Вследствие того, что функция i имеет простой график, I_{nm} найти довольно легко. В результате, используя формулы (2-181) и (2-182), можно получить разложение кривой рис. 2-30,*г* в тригонометрический ряд:

$$i=\frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_т}\left[\cos\vartheta+\frac{1}{5}\cos 5\vartheta-\right.$$
$$\left.-\frac{1}{7}\cos 7\vartheta-\frac{1}{11}\cos 11\vartheta+\ldots\right]. \qquad (2\text{-}183)$$

Сравнивая формулы (2-179) и (2-183), можно сделать вывод, что гармонический состав тока при соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник в количественном отношении остался тем же, что и в случае соединения звездой. Амплитуды одноименных

гармоник при условии равенства I_d и U_d обеих схем равны. Различие наблюдается в изменении фаз некоторых гармоник (5-й и 7-й). Спектр гармоник кривой рис. 2-30,*г* одинаков со спектром для кривой рис. 2-30,*в*.

В случае применения комбинированных схем (рис. 2-26,*а*, *в*), о которых говорилось выше, суммарный потребляемый ток представлен на рис. 2-30,*д*. Так как первичные токи отдельных трансформаторов схемы представлены на рис. 2-30,*в* и *г*, то результирующий ток при параллельном соединении трансформаторов может быть получен простым суммированием этих кривых по мгновенным значениям. Разложение кривой рис. 2-30,*д* нетрудно получить как сумму разложений для кривых рис. 2-30,*в* и *г*.

Сложив выражения (2-179) и (2-183), получим:

$$i=\frac{4\sqrt{3}I_d}{\pi k_т}\left[\cos\vartheta-\frac{1}{11}\cos 11\vartheta+\frac{1}{13}\cos 13\vartheta-\dots\right]. \qquad (2\text{-}184)$$

Из формулы (2-184) видно, что в кривой рис. 2-30,*д* имеются высшие гармонические порядка начиная с одиннадцатого. Относительное значение амплитуды высшей гармоники I_{nm} по-прежнему равно $1/n$.

Частотный спектр кривой рис. 2-30,*д* представлен на рис. 2-31,*в*.

Очевидно, что чем меньше амплитуда высшей гармонической и чем выше ее порядок, тем легче решается вопрос ее фильтрации. С этой точки зрения схемы с 12-кратной пульсацией u_d имеют неоспоримые преимущества.

Проведенный анализ показывает, что гармонический состав кривой первичного тока связан с периодом повторяемости в кривой выпрямленного напряжения (T/m). Кривая первичного тока может содержать, кроме основной, гармоники следующего порядка:

$$n=km\pm 1; \qquad (2\text{-}185)$$

где k=1, 2, 3.

Относительные значения амплитуд высших гармоник в долях амплитуды основной гармоники определяются для всех схем при $L_d=\infty$ следующим соотношением:

$$I_{nm*}=1/n. \qquad (2\text{-}186)$$

2-10. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ОБЗОР СХЕМ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Основными показателями, по которым проводится сравнение различных схем выпрямления, являются:

1) режим работы трансформатора и его относительная типовая мощность, характеризуемая коэффициентом повышения расчетной мощности $k_п$;

2) эффективности использования вентилей по напряжению и току, определяемые коэффициентами k_U, k_I, $k_{I ср}$;

3) гармонический состав выпрямленного напряжения u_d и потребляемого тока i_1, который характеризуется кратностью высших гармоник в кривых u_d и i_1 и относительными значениями амплитуд этих гармоник U_{nm*} и I_{nm*}.

Для удобства сравнения все основные соотношения и параметры рассмотренных выше схем приведены в сводных табл. 2-1 и 2-2.

а) Однофазные выпрямители

С точки зрения использования трансформатора однофазная мостовая схема более выгодна, чем однофазная двухполупериодная схема со средней точкой. Соответствующие коэффициенты повышения расчетной мощности для однофазной мостовой схемы и однофазной схемы со средней точкой равны $k_п=1{,}11$ и $k_п=1{,}34$.

Коэффициенты использования вентилей по току k_I, $k_{I ср}$ в обеих схемах одинаковы. Использование вентилей по напряжению в мостовой схеме лучше (k_U в мостовой схеме равен $\pi/2$, а в схеме со средней точкой π), но мостовая схема требует в 2 раза большего числа вентилей. Поэтому для выпрямителей низкого напряжения, где обратное напряжение на вентиле мало, удобнее использовать однофазную двухполупериодную схему.

По пульсациям выпрямленного напряжения и гармоническому составу потребляемого из сети тока обе схемы совершенно одинаковы. Применение в управляемых однофазных выпрямителях нулевого вентиля повышает коэффициент мощности схемы в случае работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку. Гармонический состав потребляемого из сети тока зависит в этом случае от угла регулирования выпрямителя.

Использование однофазной мостовой схемы с неполным числом управляемых вентилей позволяет сократить наполовину число управляемых вентилей. Режим этой схемы аналогичен случаю работы выпрямителя с нулевым вентилем. При этом функцию нулевого вентиля несут поочередно основные вентили.

Как это видно из табл. 2-1 и 2-2, однофазные схемы обладают довольно хорошим использованием трансформатора, но степень пульсации выпрямленного напряжения и гармоники в кривой потребляемого из сети тока по сравнению с многофазными схемами в них значительно выше.

б) Многофазные выпрямители

Многофазные схемы обладают по сравнению с однофазными рядом определенных преимуществ. К ним относятся меньшие высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения и кривой потреб-

ляемого тока, хорошее использование трансформатора и вентилей, а также симметричная нагрузка фаз питающей сети.

В трехфазной схеме со средней точкой работа трансформатора в случае обычных групп соединения (Y/Y и Δ/Y) осложняется потоком вынужденного намагничивания, который требует увеличения сечения магнитопровода и, следовательно, повышения расчетной мощности трансформатора. Для ликвидации потока вынужденного намагничивания применяют соединение обмоток трансформатора в группу Y/Z или Δ/Z.

Шестифазная схема со средней точкой обладает, как видно из табл. 2-2, плохим использованием трансформатора и вентилей. Следует отметить, что в случае соединения первичной обмотки питающего трансформатора в звезду в его магнитопроводе возникает пульсирующий поток однофазного намагничивания. По этим причинам шестифазная схема со средней точкой практически не используется.

К наиболее часто употребляемым многофазным схемам относятся следующие схемы:

1) шестифазная схема с уравнительным реактором;

2) трехфазная мостовая схема;

3) комбинированные схемы, состоящие из последовательно или параллельно соединенных схем 1 и 2.

Шестифазная схема с уравнительным реактором и трехфазная мостовая схема имеют много общего. Обе схемы имеют одинаковую кратность пульсации в кривой выпрямленного напряжения и одинаковый гармонический состав потребляемого из сети тока. По сравнению с трехфазной мостовой шестифазная схема с уравнительным реактором обладает несколько худшим использованием трансформатора.

Типовая мощность уравнительного реактора схемы зависит в случае управляемого выпрямителя от глубины управления, и, следовательно, суммарная типовая мощность (трансформатора и реактора) зависит от диапазона изменения угла управления α.

Шестифазную схему с уравнительным реактором применяют только для выпрямителей на низкое напряжение и большой ток, так как в этой схеме нагрузочный ток протекает параллельно через два вентиля, а не последовательно через два, как в трехфазной мостовой схеме. В низковольтных выпрямителях на большие токи использование шестифазной схемы с уравнительным реактором по сравнению с трехфазной мостовой схемой может дать существенное уменьшение числа установленных вентилей и более высокий к. п. д. установки.

Наиболее совершенной с точки зрения использования трансформатора и вентилей, как видно из табл. 2-2, является трехфазная мостовая схема. Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициент использования вентилей по напряжению для этой схемы близки к единице. Этим объясняется широкое применение трехфазной мостовой схемы.

Низкое значение k_U у трехфазной мостовой схемы делает целесообразным использование этой схемы также в случаях создания выпрямителей на повышенное напряжение, где нежелательно применение большого числа последовательно включенных вентилей.

В комбинированных схемах сохраняются все основные соотношения, присущие схемам, из которых они компонуются. Типовая мощность трансформаторов и уравнительных реакторов теоретически остается такой же, как и для одиночной работы отдельных схем,

Таблица 2-1

Однофазные схемы

Схема	Выпрямленное напряжение*		Трансформатор			Вентили		
	$\frac{U_d}{U_{2ф}}$	$\beta=\frac{U_{1m}}{U_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$k_п$	k_U	k_I	$k_{Iср}$
L_d	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}=0,9$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{k_т}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}}(1+\sqrt{2})=1,34$	π	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$
L_d	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}=0,9$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{k_т}\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$ **	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$ **	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}}(1+\sqrt{2})=1,34$	π	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$ **	$\frac{\pi-\alpha}{2\pi}$ **
L_d	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}=0,9$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{k_т}$	1	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}=1,11$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$

*Коэффициент β дан для случая $\alpha=0$.

**Соотношения для токов в случае работы схемы с углом регулирования α.

Таблица 2-2

Многофазные схемы

Схема	Выпрямленное напряжение		Трансформатор			Вентили		
	$\frac{U_d}{U_{2ф}}$	$\beta = \frac{U_{1m}}{U_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$k_п$	k_U	k_I	$k_{Iср}$
0 L_d	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} = 1,17$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{k_т}\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}}(\sqrt{2}+\sqrt{3}) = 1,345$** $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}(1+\sqrt{2}) = 1,46$***	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$
L_d	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 1,35$	$\frac{2}{35}$	$\frac{1}{k_т}\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{3}}\left(1+\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = 1,55$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{6}$

Продолжение табл. 2-2

Схема	Выпрямленное напряжение*		Трансформатор			Вентили		
	$\frac{U_d}{U_{2ф}}$	$\beta = \frac{U_{1m}}{U_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$k_п$	k_U	k_I	$k_{Iср}$
[схема]	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} = 1{,}17$	$\frac{2}{35}$	$\frac{1}{k_т}\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\left(\frac{\pi}{6}+\frac{\pi}{3\sqrt{2}}\right) = 1{,}26$****	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{6}$
[схема]	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} = 2{,}34$	$\frac{2}{35}$	$\frac{1}{k_т}\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\frac{\pi}{3} = 1{,}05$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$

* Значения β даны для $\alpha=0$.

** Группы соединения Y/Y; Δ/Y.

*** Группы соединения Y/Z; ΔZ.

**** Типовая мощность уравнительного реактора $S_p = 0{,}0572\, P_{dн}$ (для $\alpha = 0$).

Однако из-за использования двух (или нескольких) выпрямительных трансформаторов, а также из-за необходимости (в случае параллельного включения схем) дополнительного уравнительного реактора суммарная установленная мощность трансформаторного оборудования в комбинированных схемах будет несколько выше.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

3-1. ПРОЦЕСС КОММУТАЦИИ ТОКОВ (ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ)

Во всех рассмотренных ранее случаях работы идеализированного выпрямителя переход тока с вентиля на вентиль (коммутация тока) происходил мгновенно. В реальной схеме мгновенный переход тока с вентиля на вентиль невозможен из-за наличия в контуре коммутации определенной индуктивности, равной для большинства схем сумме, приведенной ко вторичной обмотке трансформатора индуктивности питающей сети и индуктивности рассеяния обмоток. Время, в течение которого происходит переход тока с одного вентиля на другой, обычно измеряется в угловой мере и называется углом коммутации или углом перекрытия (γ).

Наличие процесса коммутации вносит существенные изменения в работу реальной схемы выпрямления: изменяются формы кривых токов и напряжений на элементах выпрямителя, высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения и потребляемого тока, а также ход внешних и регулировочных характеристик. Естественно, что эти изменения скажутся и на количественных соотношениях между токами и напряжениями в схеме выпрямителя. Изучение процесса коммутации с учетом всех влияющих факторов достаточно сложно. Имеет смысл расчленить рассмотрение на несколько этапов.

В качестве первого этапа будет разобран случай коммутации токов без учета активных сопротивлений элементов схемы в нормальных режимах работы при идеально сглаженном выпрямленном токе. Это позволит с достаточной степенью точности выяснить качественное и количественное воздействие явления коммутации на процессы в схеме выпрямителя и его параметры и характеристики.

Влияние активных сопротивлений элементов схемы, а также протекание процессов коммутации в режимах перегрузки будут рассмотрены далее в § 3-4 и 3-6.

При наличии в контуре нагрузки достаточно большой сглаживающей конечной индуктивности процесс коммутации в большинстве случаев мало отличается от режима идеально сглаженного тока. Поэтому соотношения, полученные для случая $L_d=\infty$, могут быть с достаточной степенью точности использованы в расчетах при конечном значении L_d, особенно для многофазных схем.

3-2. КОММУТАЦИЯ В ОДНОФАЗНЫХ СХЕМАХ

а) Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой

На рис. 3-1,*а* показана эквивалентная схема выпрямителя, соответствующая интервалу коммутации.

Приведенные индуктивности питающей сети и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора перенесены на вторичную сторону и объединены с индуктивностью рассеяния вторичной обмотки в виде двух эквивалентных индуктивностей L_s, отнесенных к каждой фазе. Значение $2L_s$ определяется по опыту короткого замыкания при закорачивании обеих последовательно соединенных вторичных обмоток.

Электродвижущая сила вторичной обмотки представлена в виде двух источников e_1 и e_2.

Начнем рассмотрение процесса коммутации сразу с управляемого выпрямителя. Пусть в интервале $0-\vartheta_1$ (рис. 3-1,*б*) проводит вентиль *В2*. В момент $\vartheta_1=\alpha$ на вентиль *В1* подается управляющий импульс, вентиль *В1* включается, и начинается коммутация тока с вентиля *В2* на вентиль *В1*. Контур коммутации на рис. 3-1,*а* обведен пунктирной линией.

В течение всего отрезка времени, пока ток переходит с вентиля на вентиль, оба вентиля будут открыты. Изменение анодных токов в процессе коммутации можно определить методом наложения [Л. 12]. Результирующий ток вентиля в этом случае представляется как сумма двух токов, из которых первый — это ток, существовавший до начала процесса коммутации, а второй

($i_к$) — ток переходного процесса, возникающего в цепи при включении в работу очередного вентиля ($B1$):

$$\left. \begin{aligned} i_{в1} &= 0 + i_к; \\ i_{в2} &= I_d - i_к. \end{aligned} \right\} \qquad (3\text{-}1)$$

Ток $i_к$ является собственно током короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора (оба вентиля находятся в открытом состоянии). Иногда ток $i_к$ называют коммутирующим током. Полярность коммутирующего тока показана на рис. 3-1,*а* стрелкой. С ростом коммутирующего тока ток $i_{в2}$ в вентиле $B2$ будет спадать, а ток $i_{в1}$ в вентиле $B1$ соответственно нарастать. Процесс будет продолжаться до того момента, когда сравняются $i_{в2}$ и $i_к$, при этом результирующий ток вентиля $B2$ упадет до нуля, и вентиль $B2$ перейдет в закрытое состояние. Коммутирующий ток $i_к$ определяется индуктивностью контура коммутации и э. д. с., действующей в этом контуре ($e_1 - e_2$). Эта э. д. с. обычно называется коммутирующей э. д. с. ($e_к$). Полагая момент $\vartheta_1 = \alpha$ за начало отсчета времени, можно написать:

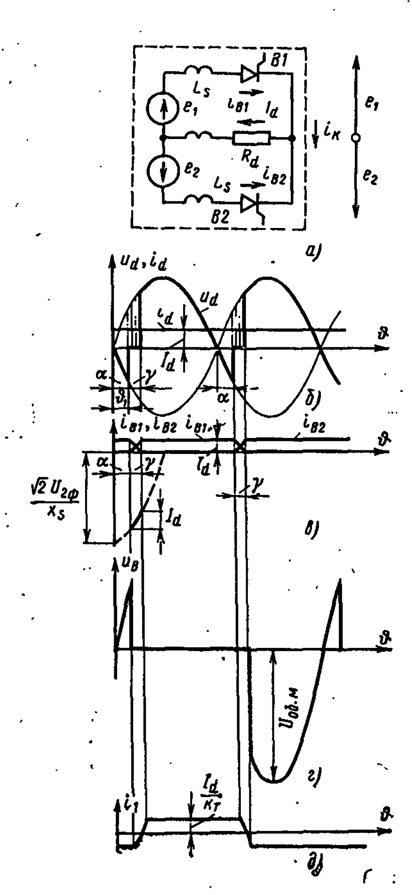


Рис. 3-1. Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой. Кривые токов и напряжений на элементах схемы с учетом коммутации.

$$e_к = e_1 - e_2 = = 2\sqrt{2}U_{2ф}\sin(\vartheta + \alpha). \qquad (3\text{-}2)$$

Ток $i_к$ является переходным током, возникающим при включении индуктивной цепи на синусоидальное напряжение $e_к$ с фазой α. В результа-

те выражение для $i_к$ может быть записано в виде

$$i_к=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\vartheta)], \quad (3\text{-}3)$$

где $x_s=\omega L_s$.

Так как ток вентиля, вступающего в работу, равен коммутирующему току, то $i_{в1}=i_к$. Изменение тока $i_{в2}$ в процессе коммутации нетрудно получить, подставив выражение $i_к$ из (3-3) в (3-1):

$$i_{в2}=I_d-i_к=I_d-$$
$$-\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\vartheta)]. \quad (3\text{-}4)$$

Из формул (3-3) и (3-4) очевидно, что токи в вентилях в процессе коммутации меняются по косинусоидальному закону. При наличии процесса коммутации длительность прохождения тока через вентиль по сравнению с идеализированной схемой увеличится и будет составлять уже не π, а $\pi+\gamma$ (рис. 3-1,*в*). Угол коммутации γ может быть получен из граничных условий: в момент окончания коммутации ток $i_{в2}$ становится равным нулю, а ток $i_{в1}=i_к$ будет равен выпрямленному току I_d. Подставив в уравнение (3-3) $i_{в1}=i_к=I_d$ и $\vartheta=\gamma$, получим:

$$I_d=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)]. \quad (3\text{-}5)$$

Уравнение (3-5) связывает угол γ со средним выпрямленным током и углом управления α. Обычно это уравнение записывается в виде

$$\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)=I_d x_s/\sqrt{2}U_{2ф} \quad (3\text{-}6)$$

и называется уравнением коммутации.

Полагая угол коммутации при $\alpha=0$ за некий параметр γ_0, из (3-6) можно получить:

$$1-\cos\gamma_0=\frac{I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2ф}}; \quad (3\text{-}7)$$

разделив (3-6) и (3-7), получим:

$$\frac{\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)}{1-\cos\gamma_0}=1; \quad (3\text{-}8)$$

и окончательно из (3-8) можно получить выражение для γ:

$$\gamma = \arccos[\cos\alpha + \cos\gamma_0 - 1] - \alpha. \quad (3\text{-}9)$$

Графики, рассчитанные по формуле (3-9), приведены на рис. 3-2. Из графиков виден характер изменения угла коммутации выпрямителя в зависимости от глубины управления выпрямленного напряжения, определяемой углом α.

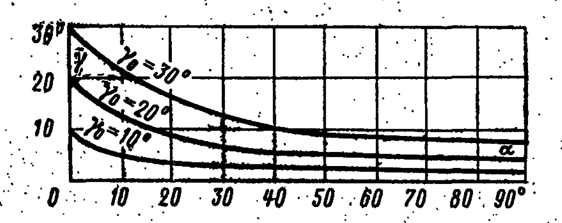


Рис. 3-2. Зависимость угла коммутации от угла управления.

В связи с тем, что в интервалах коммутации вторичная обмотка трансформатора замыкается накоротко, мгновенные выпрямленные напряжения в течение этих интервалов равны нулю. В результате, как видно из рис. 3-1,*б*, где показана кривая u_d, среднее выпрямленное напряжение становится меньше, чем в случае работы идеализированного выпрямителя с мгновенной коммутацией. Вольт-секундные площадки выпрямленного напряжения, которые исключаются из-за наличия процесса коммутации, на рис. 3-1,*б* заштрихованы. Подобное снижение U_d называют, исходя из его природы, индуктивным падением напряжения (ΔU_x). Среднее индуктивное падение напряжения для данной схемы определяется следующим образом:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi}\int\limits_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2}U_{2\text{ф}}\sin\vartheta\, d\vartheta =$$

$$= \frac{\sqrt{2}U_{2\text{ф}}}{\pi}[\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma)]. \quad (3\text{-}10)$$

Используя уравнение коммутации (3-6), получаем зависимость, связывающую индуктивное падение напряжения в выпрямителе с током нагрузки:

$$\Delta U_x = I_d x_s/\pi. \quad (3\text{-}11)$$

Из выражения (3-11) видно, что характер зависимости индуктивного падения напряжения от тока нагрузки одинаков при всех углах управления. Среднее выпрямленное напряжение схемы определяется в данном случае следующей формулой:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi}. \qquad (3\text{-}12)$$

Процесс коммутации оказывает влияние и на форму кривой напряжения на вентиле. На рис. 3-1,*г* показана кривая напряжения на вентиле *В1*. Форма кривой первичного тока i_1 может быть найдена следующим образом.

Во внекоммутационных интервалах мгновенные токи i_1 определяются точно так же, как и для идеализированного выпрямителя: $i_1 = I_d/k_т$. В интервале коммутации по обмоткам трансформатора протекают токи i_1, $i_{в1}$, $i_{в2}$. Для м. д. с. обмоток трансформатора справедливо следующее уравнение (без учета намагничивающего тока):

$$i_1 w_1 = i_{в1} w_2 - i_{в2} w_2 = w_2 (i_{в1} - i_{в2}), \qquad (3\text{-}13)$$

т. е. форма кривой первичного тока в интервале коммутации определяется следующим выражением:

$$i_1 = \frac{w_2}{w_1}(i_{в1} - i_{в2}) = \frac{1}{k_т}(i_{в1} - i_{в2}). \qquad (3\text{-}14)$$

Кривая тока i_1 с учетом (3-14) построена на рис. 3-1,*д*.

Соотношения, описывающие процесс коммутации неуправляемого выпрямителя, могут быть легко получены из выведенных выше формул, если в них положить $\alpha = 0$.

б) Однофазная мостовая схема

Предположим, что в схеме управляемого выпрямителя, представленной на рис. 3-3,*а*, в интервале $0 - \vartheta_1$ (рис. 3-3,*б*) проводили вентили *В1* и *В3*. В момент времени $\vartheta_1 = \alpha$ (рис. 3-3,*б*) подаются отпирающие импульсы на вентили *В2* и *В4*, и они включаются. Вторичная обмотка трансформатора оказывается замкнутой накоротко мостом из четырех включенных вентилей. Естествен-

но, что при этом, так же как и в ранее разобранном случае однофазной двухполупериодной схемы, во вторичной обмотке трансформатора протекает ток короткого замыкания $i_к$.

При рассмотрении процессов в данной схеме целесообразно несколько отступить от принятой ранее идеали-

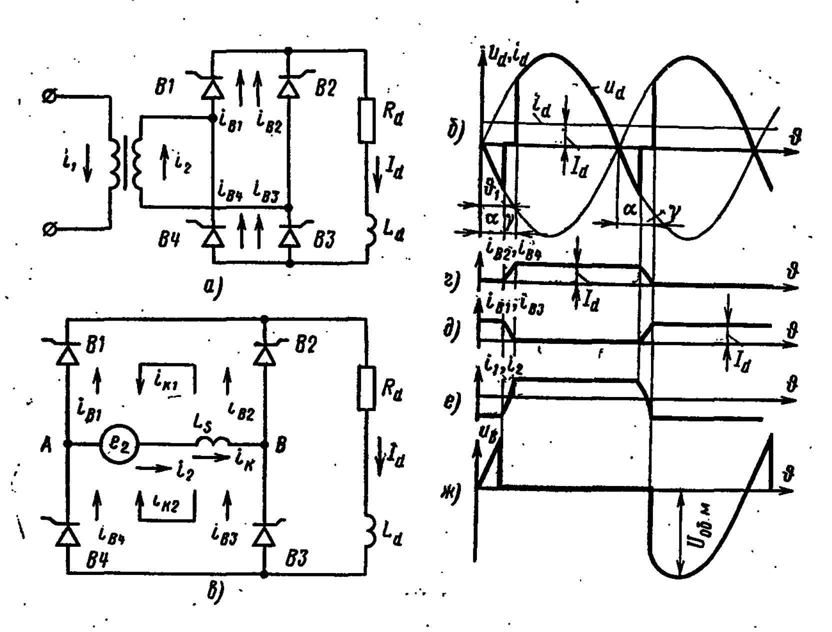


Рис. 3-3. Однофазная мостовая схема. Кривые токов и напряжений на элементах схемы с учетом коммутации.

зации схемы и предположить, что вентили в прямом направлении обладают не нулевым, а очень малым конечным сопротивлением. Ток короткого замыкания в этом случае распределится поровну между парами вентилей, подключенных к выводам вторичной обмотки трансформатора. Таким образом, можно написать:

$$i_к = i_{к1} + i_{к2}; \quad (3\text{-}15)$$

$$i_{к1} = i_{к2} = i_к/2. \quad (3\text{-}16)$$

На рис. 3-3,*в* изображена эквивалентная схема выпрямителя для интервала коммутации; стрелками показаны пути и направления протекания полного тока

короткого замыкания $i_к$ и токов вентильных групп $i_{к1}$ и $i_{к2}$.

Следует заметить, что в одной паре вентилей (*В1* и *В3*) ток $i_к$ направлен навстречу существующему току и ведет к уменьшению тока этих вентилей, а в другой паре вентилей, вступающей в работу (*В2* и *В4*), ведет к нарастанию тока.

Полный ток короткого замыкания $i_к$ определяется, как это было показано ранее, э. д. с. вторичной обмотки трансформатора $e_2=\sqrt{2}U_{2ф}\sin(\vartheta+\alpha)$ и приведенным эквивалентным реактивным сопротивлением $x_s=\omega L_s$:

$$i_к=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\vartheta)]. \tag{3-17}$$

Токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ согласно (3-16) равны половине полного тока короткого замыкания:

$$i_{к1}=i_{к2}=\frac{i_к}{2}=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{2x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\vartheta)]. \tag{3-18}$$

В вентилях, вступающих в работу, ток вентиля равен току $i_{к1}$, а ток выключающихся вентилей равен $I_d-i_{к1}$:

$$i_{в2}=i_{в4}=i_{к1}=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{2x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\vartheta)]; \tag{3-19}$$

$$i_{в1}=i_{в3}=I_d-i_{к1}=I_d-\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{2x_s}[\cos\alpha-\cos(\alpha+\vartheta)]. \tag{3-20}$$

Уравнение коммутации можно получить из (3-20), подставив в него значение $i_{в1}$, в конце интервала коммутации ($i_{в1}=0$; $\vartheta=\gamma$):

$$\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)=\frac{2I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2ф}}. \tag{3-21}$$

На рис. 3-3,*г* и *д* показаны кривые токов в вентилях схемы.

Из выражений (3-19) и (3-20) может быть получена формула, определяющая форму тока i_2 вторичной обмотки трансформатора в коммутационный период. Для узлов *А* и *В* схемы рис. 3-3,*в* можно написать следующие уравнения:

$$i_2=i_{в4}-i_{в1}=i_{в2}-i_{в3}. \tag{3-22}$$

Подставив в (3-22) выражения (3-19) и (3-20), получим:

$$i_2 = -I_d + \frac{\sqrt{2}U_{2\text{ф}}}{x_s}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3\text{-}23)$$

Так как при $\vartheta=\alpha$ $i_2=-I_d$, а при $\vartheta=\alpha+\gamma$ $i_2=+I_d$, то очевидно, что в интервале коммутации ток во вторичной обмотке меняется от $-I_d$ до $+I_d$. Во внекоммутационный период ток i_2 равен выпрямленному току I_d. Кривая i_2 приведена полностью на рис. 3-3,*е*.

Кривая первичного тока i_1 получается исходя из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток:

$$i_1=i_2/k_{\text{т}}. \quad (3\text{-}24)$$

Отсюда следует, что кривая первичного тока i_1 по своей форме повторяет кривую вторичного тока.

Вследствие того, что вторичная обмотка выпрямительного трансформатора в периоды коммутации замкнута накоротко, мгновенные значения выпрямленного напряжения в этих интервалах равны нулю. Это приводит, так же как и в случае двухполупериодной схемы со средней точкой, к возникновению индуктивного падения напряжения ΔU_x, которое определяется следующим образом:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi}\int\limits_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_d\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}U_{2\text{ф}}}{\pi}[\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma)]. \quad (3\text{-}25)$$

Подставив в (3-25) $[\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)]$ из (3-21), окончательно получим:

$$\Delta U_x=2I_d x_s/\pi. \quad (3\text{-}26)$$

Среднее выпрямленное напряжение схемы равно:

$$U_d=U_{d_0}\cos\alpha-2I_d x_s/\pi. \quad (3\text{-}27)$$

Форма кривой выпрямленного напряжения u_d и кривая напряжения на одном из вентилей (*В2*) приведены на рис. 3-3,*б* и *ж*.

3-3. КОММУТАЦИЯ В МНОГОФАЗНЫХ СХЕМАХ

а) Трехфазная схема со средней точкой

В трехфазном управляемом выпрямителе во внекоммутационном интервале работает один вентиль. Начнем рассмотрение с момента, когда работает вентиль *В1* (рис. 3-4,*а*). Следующим вентилем, который должен

вступить в работу, является вентиль *В2*. В момент времени ϑ_2 (рис. 3-4,*б*) подается управляющий импульс на вентиль *В2*, он открывается, и начинается коммутация тока с вентиля *В1* на вентиль *В2*. На рис. 3-4,*в* показа-

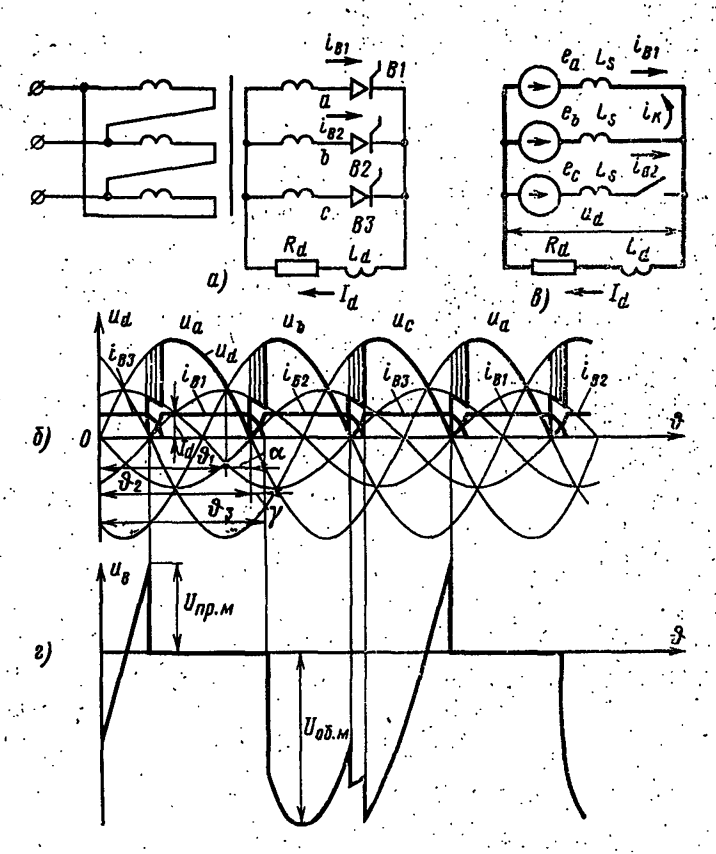


Рис. 3-4. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов и напряжений на элементах схемы с учетом коммутации.

на эквивалентная схема для интервала коммутации вентилей *В1* и *В2*. Части схемы, по которым протекает ток, обведены жирной линией. Определение характера изменения токов вентилей в процессе коммутации можно произвести, пользуясь методом наложения, который уже применялся в случае исследования однофазных схем.

Как видно из рис. 3-4,*в*, коммутирующая э. д. с. $e_к$ равна разности фазных э. д. с. Полагая момент времени ϑ_2 (рис. 3-4,*б*) за начало отсчета, можно написать:

$$e_к = e_a - e_b = \sqrt{6}U_{2ф} \sin(\vartheta + \alpha). \qquad (3\text{-}28)$$

Ток короткого замыкания в контуре коммутации ограничивается индуктивностью, которая равна удвоенной эквивалентной индуктивности фазы ($2L_s$).

Ток короткого замыкания в контуре коммутации может быть получен в виде

$$i_к = \frac{\sqrt{6}U_{2ф}}{2\omega L_s}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \qquad (3\text{-}29)$$

Для вентиля, вступающего в работу (В2), ток $i_к$ является его рабочим током, а для ранее работавшего вентиля (*В1*) ток $i_к$ направлен навстречу уже существовавшему в нем току и, следовательно, уменьшает результирующий ток вентиля. Для токов вентилей *В1* и *В2* можно написать:

$$i_{в1} = I_d - i_{в2} = I_d - i_к = I_d - \frac{\sqrt{6}U_{2ф}}{2\omega L_s}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]; \qquad (3\text{-}30)$$

$$i_{в2} = i_к = \frac{\sqrt{6}U_{2ф}}{2\omega L_s}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \qquad (3\text{-}31)$$

Когда ток $i_к$ станет равным току I_d, результирующий ток через вентиль *В1* упадет до нуля и вентиль *В1* выключится. Таким образом, процесс коммутации закончится в момент ϑ_3 (рис. 3-4,*б*), когда $i_{в1}=0$ или, если учитывать соотношение $i_{в1}+i_{в2}=I_d$, когда $i_{в2}=I_d$.

Связь угла коммутации γ и выпрямленного тока I_d можно найти, подставив в (3-31) $\vartheta=\gamma$ и $i_{в2}=I_d$:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2ф}}. \qquad (3\text{-}32)$$

Как видно из рис. 3-4,*б*, длительность прохождения тока через вентиль λ увеличится по сравнению с длительностью в идеализированной схеме и будет равна:

$$\lambda = 2\pi/3 + \gamma.$$

Мгновенное значение выпрямленного напряжения u_d в интервале коммутации можно определить следующим образом. Как видно из рис. 3-4,*в*, в контуре коммутации две фазные индуктивности L_s включены на линейное

напряжение u_{ab}. Выпрямленное напряжение при этом равно напряжению между нулевой точкой трансформатора и общей точкой соединения фазных индуктивностей. Следовательно, u_d в интервале коммутации вентилей *B1* и *B2* равно:

$$u_d = \frac{u_a + u_b}{2}. \qquad (3\text{-}33)$$

Этому выражению соответствует синусоида напряжения с амплитудой $\frac{\sqrt{2}}{2} U_{2ф}$, отстающая по фазе от напряжения u_d на $\pi/3$.

Процесс коммутации для остальных вентилей протекает точно таким же образом. На рис. 3-4,*б* приведены кривые вторичных фазных напряжений (u_a, u_b, u_c), кривая выпрямленного напряжения u_d и кривые токов в вентилях $i_{в1}$, $i_{в2}$, $i_{в3}$. Очевидно, что в рассматриваемом случае, так же как и в однофазных схемах, наличие коммутации приводит к уменьшению среднего выпрямленного напряжения. При определении напряжения U_d на выходе выпрямителя из расчета исключаются вольт-секундные площадки, отмеченные на рис. 3-4,*б* штриховкой. В связи с тем, что кривая выпрямленного напряжения в течение периода имеет три совершенно одинаковых участка, индуктивное падение напряжения можно определить за треть периода. Например, в интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ (рис. 3-4,*б*) ордината заштрихованной площадки u_x может быть найдена как

$$u_x = u_b - \frac{u_a - u_b}{2} = \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_{ab}}{2}, \qquad (3\text{-}34)$$

т. е. мгновенные значения u_x равны половине мгновенных значений линейного напряжения u_{ab}. Среднее значение индуктивного падения напряжения ΔU_x может быть определено следующим образом:

$$\Delta U_x = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6} U_{2ф}}{4\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \qquad (3\text{-}35)$$

Подставив $\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)$ из (3-32) в (3-35), получим:

$$\Delta U_x = 3 I_d x_s / 2\pi. \qquad (3\text{-}36)$$

Среднее выпрямленное напряжение U_d с учетом индуктивного падения напряжения будет равно:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - 3 I_d x_s / 2\pi. \qquad (3\text{-}37)$$

Представляет интерес определение формы кривой напряжения на вентиле для рассмотренного случая. На рис. 3-4,*г* показана кривая напряжения на вентиле *В1*, построенная как разность потенциалов катода и анода вентиля. Как видно из рис. 3-4,*г*, наличие коммутации вызывает появление в кривой $u_в$ резких изменений напряжения в моменты включения и выключения вентилей.

б) Шестифазная схема с уравнительным реактором

Как уже говорилось в гл. 2, в шестифазной схеме с уравнительным реактором в случае, если ток нагрузки I_d превышает критическое значение, обе трехфазные схемы работают независимо. Таким образом, в режиме $I_d > I_{dкр}$ все процессы в отдельных трехфазных схемах протекают независимо друг от друга, и это позволяет применить к ним те соотношения, которые были получены при рассмотрении работы трехфазной схемы со средней точкой.

Рассмотрим работу схемы с управляемыми вентилями, изображенную на рис. 3-5,*а*, где пунктиром показан контур коммутации при переходе тока с вентиля *В1* на *В3*. Как видно из рис. 3-5,*а*, контур коммутации аналогичен контуру коммутации для трехфазной схемы со средней точкой.

На рис. 3-5,*б* и *в* показаны кривые напряжений на отдельных трехфазных схемах (u_{dI}; u_{dII}) и кривые токов в вентилях. Ниже на рис. 3-5,*г* и *д* представлены кривая выпрямленного напряжения всей схемы u_d и кривая напряжения на уравнительном реакторе $u_к$.

Форма токов через вентили и коммутирующая э. д. с. при этом одинаковы со случаем трехфазной схемы со средней точкой, и связь **угла коммутации γ с выпрямленным током определяется таким же** выражением, как и для трехфазной схемы со средней точкой. Отличие заключается в том, что для вентиля, вступающего в работу, в конце интервала коммутации ток достигает $I_d/2$, а не I_d, как это было в случае одиночной трехфазной схемы.

Уравнение коммутации будет иметь вид:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = I_d x_s / \sqrt{6} U_{2ф}, \tag{3-38}$$

где x_s — приведенное к вторичной стороне суммарное реактивное сопротивление фазы.

Реактивное сопротивление трансформатора при этом вычисляется из опыта короткого замыкания, когда напряжение подводится к первичной стороне и замыкается накоротко одна из вторичных звезд.

Индуктивное падение напряжения в данной схеме вычисляется точно так же, как и для трехфазной схемы со средней точкой, только на месте выпрямленного тока I_d будет фигурировать $I_d/2$. Для ΔU_x справедливо следующее выражение:

$$\Delta U_x = \frac{3\sqrt{6}}{4\pi} U_{2ф} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \tag{3-39}$$

Подставляя из (3-38) $\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma)$ в (3-39), окончательно получаем:

$$\Delta U_x = 3 I_d x_s / 4\pi. \tag{3-40}$$

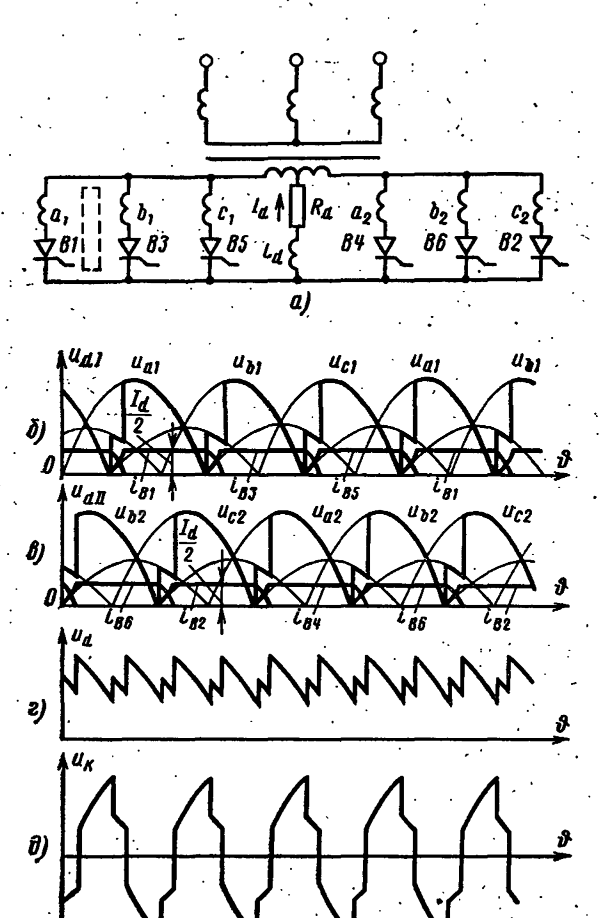


Рис. 3-5. Шестифазная схема с уравнительным реактором. Кривые токов и напряжений на элементах схемы с учетом коммутации.

Среднее выпрямленное напряжение U_d с учетом уменьшения его вследствие явления коммутации равно:

$$U_d = U_{d0}\cos\alpha - 3I_d x_s/4\pi. \qquad (3\text{-}41)$$

в) Трехфазная мостовая схема

Процесс коммутаций в управляемом трехфазном мостовом выпрямителе протекает так же, как и в трехфазной схеме со средней точкой. Предположим, что в трехфазной мостовой схеме работают вентили *B1* и *B2* (рис. 3-6,*а*). Следующим вентилем, вступающим в работу, является вентиль *B3*. В момент времени ϑ_1 (рис. 3-6,*б*) на вентиль *B3* подается управляющий импульс и начинается коммутация тока I_d с вентиля *B1* на вентиль *B3*. На рис. 3-6,*в* показана эквивалентная схема для интервала коммутации. Нетрудно заметить, что контур коммутации, образованный вторичными обмотками трансформатора фаз *a* и *b* и вентилями *B1* и *B3*, не отличается от контура коммутации в случае трехфазной схемы со средней точкой. На рис. 3-6,*в* контур коммутации отмечен пунктирной линией. Фаза *c* на процесс коммутации влияния не оказывает, так как через нее и *B2* в этом интервале протекает неизменный ток I_d. Очевидно, что процесс изменения токов в вентилях *B1* и *B3* одинаков с ранее разобранным случаем коммутации в трехфазной схеме со средней точкой и для токов $i_{в1}$ и $i_{в3}$ в интервале коммутации могут быть даны следующие выражения:

$$i_{в1} = I_d - \frac{\sqrt{6}U_{2ф}}{2x_s}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]; \qquad (3\text{-}42)$$

$$i_{в3} = \frac{\sqrt{6}U_{2ф}}{2x_s}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \qquad (3\text{-}43)$$

Полагая в конце коммутации $\vartheta = \gamma$ и $i_{в3} = I_d$, получаем уравнение коммутации в виде

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2ф}}. \qquad (3\text{-}44)$$

В интервале коммутации вентилей *B1* и *B3* кривая изменения потенциала общих катодов определяется точно так же, как и в трехфазной схеме со средней точкой:

$$u_d = \frac{u_a + u_b}{2}. \qquad (3\text{-}45)$$

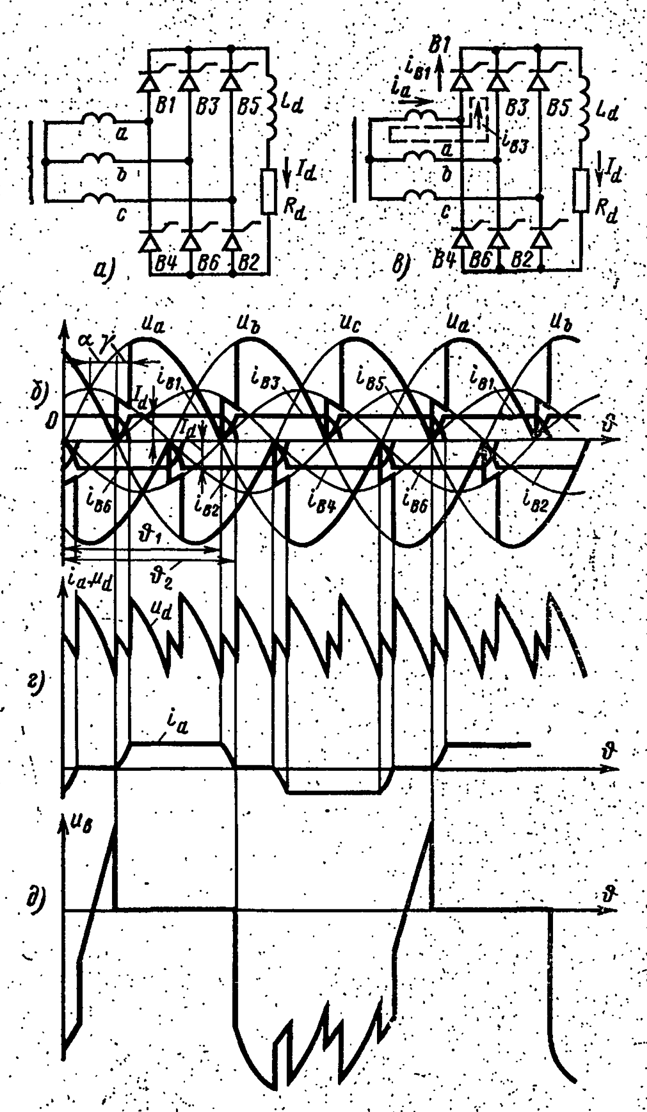


Рис. 3-6. Трехфазная мостовая схема. Кривые токов и напряжений на элементах схемы с учетом коммутации.

На рис. 3-6,*б* показаны кривые фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора, токов в вентилях и кривые, по которым изменяются потенциалы объединенных катодов и потенциалы объединенных анодов. Как видно из рис. 3-6,*б*, потенциалы анодов и катодов на внекоммутационных интервалах изменяются по огибающим кривых фазных напряжений, а в интервале коммутации (например, $\vartheta_1-\vartheta_2$) — по кривым полусумм фазных напряжений коммутирующих фаз.

На рис. 3-6,*г* построена кривая выпрямленного напряжения u_d. Одновременно на рис. 3-6,*г* приведена кривая тока в одной из фаз вторичной обмотки трансформатора i_a (фаза *a*). Кривая напряжения на вентиле *B1* построена на рис. 3-6,*д*.

Влияние процесса коммутации на среднее значение выпрямленного напряжения U_d в трехфазной мостовой схеме имеет много общего с трехфазной схемой со средней точкой. Как видно из рис. 3-6,*б*, кривая изменения потенциала общих катодов схемы совершенно аналогична подобной кривой для трехфазной схемы со средней точкой (рис. 3-4,*б*). Точно так же кривая изменения потенциалов общих анодов схемы на рис. 3-6,*б* будет аналогична той же кривой для случая трехфазной схемы со средней точкой с анодной группой вентилей. Следовательно, вольт-секундные площадки, определяющие индуктивное падение выпрямленного напряжения, одинаковы как в трехфазной мостовой схеме, так и в трехфазной схеме со средней точкой.

Предположим, что фазные напряжения вторичной обмотки питающего трансформатора одинаковы в обеих схемах. Число вольт-секундных площадок, которое необходимо исключить при расчете величины U_d в трехфазной мостовой схеме, равно шести, а в трехфазной схеме со средней точкой — трем. Отсюда следует, что индуктивное падение напряжения в первой схеме будет больше, чем во второй, в 2 раза. Для интервала $\vartheta_1-\vartheta_2$ можно написать:

$$\Delta U_x = \frac{3}{\pi}\int\limits_{\alpha}^{\alpha+\gamma}\frac{\sqrt{6}}{2}U_{2\text{ф}}\sin\vartheta\,d\vartheta =$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}U_{2\text{ф}}\left[\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)\right]. \qquad (3\text{-}46)$$

Учитывая формулу (3-44), получаем:

$$\Delta U_x = \frac{3I_d x_s}{\pi}. \qquad (3\text{-}47)$$

Среднее выпрямленное напряжение с учетом (3-47) будет соответственно равно:

$$U_d = U_{d_0} \cos\alpha - \frac{3I_d x_s}{\pi}. \qquad (3\text{-}48)$$

3-4. ВЛИЯНИЕ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ НА ВЫПРЯМЛЕННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Все токоведущие элементы схемы выпрямителя обладают определенным активным сопротивлением. Относительное значение этого сопротивления для выпрямителей одной и той же мощности может меняться. Например, оно может быть больше в случае выпрямителя низкого напряжения с трансформатором, где с целью уменьшения габаритов и массы принята повышенная плотность тока в обмотках. Естественно, что в процессе работы выпрямителя токи, протекающие по его элементам, вызовут падения напряжения на активных сопротивлениях и от этих падений будет зависеть выпрямленное напряжение на нагрузке. Понижение выпрямленного напряжения за счет активных сопротивлений в ряде случаев, когда это необходимо, должно быть учтено при расчете внешних характеристик. Как показано в [Л. 14], присутствие активного сопротивления в контуре коммутации практически не влияет на течение процесса коммутации. Следовательно, формулы, выведенные для индуктивного падения напряжения без учета активных сопротивлений, справедливы и для реальной схемы.

Снижение среднего выпрямленного напряжения из-за активных сопротивлений схемы можно условно назвать активным падением выпрямленного напряжения ΔU_R. Зависимость ΔU_R от тока нагрузки выпрямителя будет показана на примере двух наиболее употребительных схем: шестифазной схемы с уравнительным реактором и трехфазной мостовой для режима работы схем с идеально сглаженным током. Так как обе схемы имеют шестикратную пульсацию выпрямленного напряжения, то определение ΔU_R удобнее сделать в интервале, равном 1/6 части периода, разбив этот интервал на два участка: внекоммутационный и коммутационный. На

рис. 3-7,*а* показана шестифазная схема с уравнительным реактором. Элементы схемы, по которым протекает ток, обведены жирной линией. Предположим, что на внекоммутационном участке $\pi/3-\gamma$ работают вентили *В1* и *В6*. Мгновенное активное падение выпрямленного напряжения Δu_R может быть выражено в этом случае следующей формулой:

$$\Delta u_R = I_d R_ф / 2, \qquad (3\text{-}49)$$

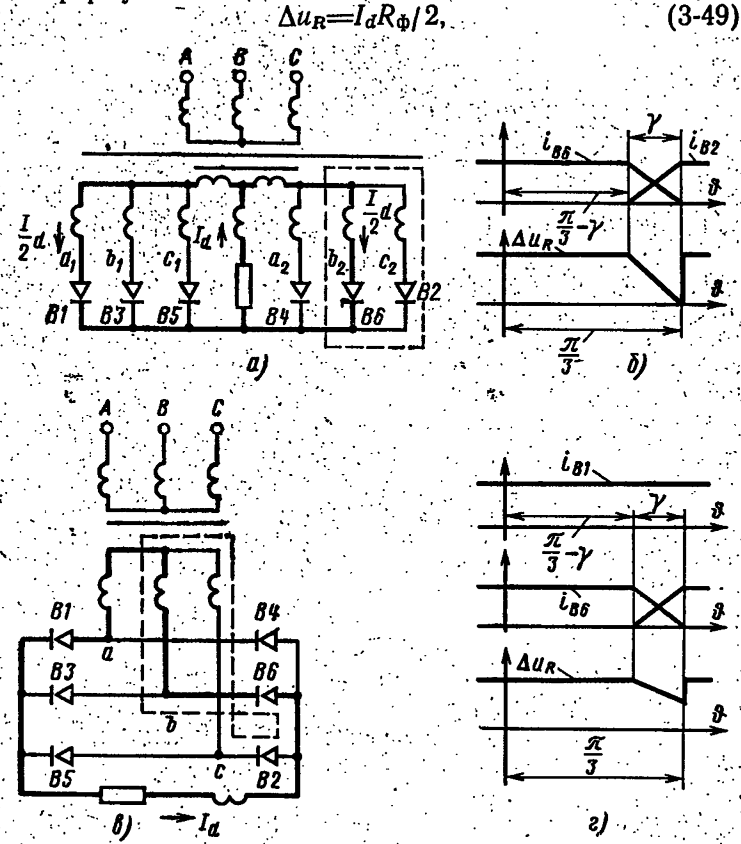


Рис. 3-7. Эквивалентные схемы для интервала коммутации.

где $R_ф = R'_{ф1} + R_{ф2}$ — эквивалентное активное сопротивление фазы силового трансформатора, отнесенное к одной из вторичных обмоток; $R'_{ф1}$ — приведенное во вторичной обмотке вносимое активное сопротивление фазы первичной обмотки; $R_{ф2}$ — активное сопротивление фазы вторичной обмотки.

Сопротивление обмоток уравнительного реактора при этом не учитывается.

Предположим, что на коммутационном участке γ происходит коммутация тока с вентиля *В6* на вентиль *В2* (показано пунктиром на рис. 3-7,*а*). Для упрощения расчета полагаем, что ток во время коммутации меняется по линейному закону (рис. 3-7,*б*). Подобное допущение практически не вносит заметной ошибки. Для коммутационного участка мгновенное активное падение выпрямленного напряжения будет равно:

$$\Delta u_R = \frac{I_d R_ф}{2\gamma}\vartheta. \qquad (3\text{-}50)$$

Среднее напряжение ΔU_R на интервале $^1/_6$ периода может быть получено следующим образом:

$$\Delta U_R = \frac{3}{\pi}\int\limits_0^{\pi/3}\Delta u_R\, d\vartheta =$$

$$= \frac{3}{\pi}\left[\int\limits_0^{\pi/3-\gamma}\frac{I_d R_ф}{2}d\vartheta + \int\limits_0^{\gamma}\frac{I_d R_ф}{2\gamma}\vartheta\, d\vartheta\right], \qquad (3\text{-}51)$$

или окончательно

$$\Delta U_R = I_d R_ф \frac{3}{2\pi}\left[\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2}\right]. \qquad (3\text{-}52)$$

В результате с помощью (3-52) можно определить среднее падение выпрямленного напряжения в зависимости от тока нагрузки выпрямителя.

Расчет ΔU_R для трехфазной мостовой схемы может быть произведен аналогичным способом. Предположим, что в схеме, представленной на рис. 3-7,*в*, работают вентили *В1* и *В6*. Как видно на рис. 3-7,*в*, ток I_d протекает в данном случае последовательно по двум обмоткам трансформатора. Мгновенное напряжение Δu_R на внекоммутационном участке $\pi/3-\gamma$ может быть выражено следующим образом:

$$\Delta u_R = 2R_ф I_d. \qquad (3\text{-}53)$$

В интервале коммутации γ, когда ток переходит с вентиля *В6* на вентиль *В2*, напряжение Δu_R соответственно равно:

$$\Delta u_R = R_ф I_d + R_ф\frac{I_d}{\gamma}\vartheta. \qquad (3\text{-}54)$$

Первое слагаемое в формуле (3-54) означает падение напряжения на активном сопротивлении обмотки фазы a, где ток неизменен (равен I_d), а второе слагаемое — падение напряжения на активном сопротивлении фазы b, где ток спадает по линейному закону (от I_d до нуля). Кривые токов в обмотках силового трансформатора, а также кривая изменения мгновенного активного падения напряжения представлены на рис. 3-7,*г*. Для среднего напряжения ΔU_R может быть дано:

$$\Delta U_R = \frac{3}{\pi}\int\limits_0^{\pi/3} \Delta u_R d\vartheta = \frac{3}{\pi}\left[\int\limits_0^{\pi/3-\gamma} 2I_d R_\phi d\vartheta + \right.$$

$$\left. + \int\limits_0^{\gamma}\left(I_d R_\phi + \frac{I_d}{\gamma} R_\phi \vartheta\right) d\vartheta\right], \qquad (3\text{-}55)$$

или окончательно

$$\Delta U_R = \frac{3}{\pi} I_d R_\phi \left[\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2}\right]. \qquad (3\text{-}56)$$

Таким образом, формула (3-56) дает зависимость среднего активного падения выпрямленного напряжения от тока нагрузки выпрямителя. В результате с помощью формул (3-52) и (3-56) при расчете внешних характеристик выпрямителя может быть учтено влияние активных сопротивлений схемы на выходное напряжение.

3-5. ВЛИЯНИЕ ПРОЦЕССА КОММУТАЦИИ НА ВЫПРЯМЛЕННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ И СЕТЕВОЙ ТОК

Процесс коммутации оказывает влияние на формы кривых выпрямленного напряжения и тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети. Это сказывается на гармоническом составе выпрямленного напряжения и потребляемого тока, а также на коэффициентах, связывающих действующие токи в элементах схемы с выпрямленным током. В отличие от идеализированного выпрямителя в реальных выпрямителях, где имеет место явление коммутации, относительные амплитуды высших гармоник и отношение действующих фазных токов к среднему выпрямленному току зависят от нагрузки выпрямителя.

Следует отметить, что по сравнению со случаем идеализированного выпрямителя изменяются только амплитуды и фазы гармоник u_d и i_1. Порядок высших гармоник остается прежним.

Дальнейшее рассмотрение проводится для режима работы выпрямителя с идеально сглаженным током.

Методика определения гармонического состава выпрямленного напряжения остается такой же, как и в случае идеализированного выпрямителя, но и при интегрировании кривой напряжения в пределах повторяемости следует различать два интервала: коммутационный и внекоммутационный.

По-прежнему амплитуда высшей гармоники n-го порядка выражается в виде

$$U_{nm} = \sqrt{A^2{}_n + B^2{}_n}. \tag{3-57}$$

A_n и B_n можно найти [Л. 12] по формулам:

$$A_n = \frac{U_{d0}}{2} \cos \pi m \left[\frac{\cos (nm+1)(\alpha+\gamma) + \cos (nm+1)\alpha}{nm+1} - \frac{\cos (nm-1)(\alpha+\gamma) + \cos (nm-1)\alpha}{nm-1} \right]; \tag{3-58}$$

$$B_n = \frac{U_{d0}}{2} \left[\cos \pi m \left[\frac{\sin (nm+1)(\alpha+\gamma) + \sin (nm+1)\alpha}{nm+1} - \frac{\sin (nm-1)(\alpha+\gamma) + \sin (nm-1)\alpha}{nm-1} \right]. \tag{3-59}$$

В связи с тем, что в формулы (3-58), (3-59) входит γ, расчет высших гармоник удобнее производить, как это рекомендуется в [Л. 12], пользуясь вспомогательными характеристиками $\gamma = f(x_{р*})$, где $x_{р*} = I_d x_s / U_{2ф}$ представляет собой некоторый обобщенный параметр, называемый коэффициентом реактивности. Расчет графиков $\gamma = f(x_{р*})$ можно провести, пользуясь уравнением коммутации, связывающим I_d и γ.

Например, для трехфазной мостовой схемы имеем:

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma) = \frac{2 I_d x_s}{\sqrt{6} U_{2ф}} = \frac{2 x_{р*}}{\sqrt{6}}. \tag{3-60}$$

Высшие гармоники потребляемого тока также зависят от угла коммутации (и соответственно от угла α).

Амплитуды гармоник первичного тока можно найти, разложив в ряд Фурье кривую тока, потребляемого выпрямителем. В отличие от идеализированного выпрямителя в кривой тока в этом случае имеются участки, соответствующие интервалам коммутации. Это приводит к существенному усложнению расчетных соотношений. В [Л. 12, 18] получены формулы для определения высших гармоник кривой тока трехфазного мостового выпрямителя (и шестифазного с уравнительным реактором). Амплитуда гармоники n-го порядка может быть получена по следующей формуле:

$$I_{nm} = \frac{\sqrt{2} U_{2ф}}{x_s k_т} \sqrt{K(\gamma) - L(\gamma) \cos (2\alpha - \gamma)}. \tag{3-61}$$

Функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ определяются выражениями:

$$K(\gamma)=\frac{3}{\pi^2 n^2}\left[\frac{\sin^2(n-1)\frac{\gamma}{2}}{(n-1)^2}+\frac{\sin^2(n+1)\frac{\gamma}{2}}{(n+1)^2}\right]; \qquad (3\text{-}62)$$

$$L(\gamma)=\frac{3}{\pi^2 n^2}\,\frac{\sin(n+1)\frac{\gamma}{2}\sin(n-1)\frac{\gamma}{2}}{(n^2-1)}. \qquad (3\text{-}63)$$

Наличие в кривых токов, протекающих по обмоткам трансформатора, коммутационных участков изменяет выведенные ранее для случая $\gamma=0$ соотношения между действующими токами и выпрямленным током. Принципиально способ определения действующего тока при наличии коммутации остается прежним. Единственное отличие от случая $\gamma=0$ заключается в том, что кривая тока разбивается на внекоммутационные и коммутационные интервалы и интегрирование на этих интервалах производится раздельно [Л. 12, 21]. Для действующего тока вентиля с учетом процесса коммутации $I_{в\gamma}$ при $L_d=\infty$ может быть дано:

$$I_{в\gamma}=I_в\sqrt{1-m_2\Psi(\alpha,\gamma)}, \qquad (3\text{-}64)$$

где $I_в$ — действующий ток вентиля при $\gamma=0$; m_2 — число фаз выпрямителя по вторичной обмотке; $\Psi(\alpha,\gamma)$ — некоторая универсальная функция, которая представляется следующим выражением:

$$\Psi(\alpha,\gamma)=\frac{[2+\cos(2\alpha+\gamma)]\sin\gamma-\gamma\,[1+2\cos\alpha\cos(\alpha+\gamma)]}{2\pi\,[\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)]^2}. \qquad (3\text{-}65)$$

В некоторых схемах, например в схеме с уравнительным реактором, ток вентиля одновременно является и током вторичной обмотки трансформатора. В подобных случаях формула (3-65) служит и для определения действующего вторичного тока трансформатора. Для определения действующего первичного тока $I_{1\gamma}$ служит выражение

$$I_{1\gamma}=I_1\sqrt{1-2m_1\sin^2\frac{\pi}{m_1}\Psi(\alpha,\gamma)}, \qquad (3\text{-}66)$$

где I_1 — действующий первичный ток при $\gamma=0$; m_1 — число фаз.

В случае мостовых схем, где кривая вторичного тока подобна кривой первичного, действующий вторичный ток $I_{2\gamma}$ может быть определен следующим образом:

$$I_{2\gamma}=I_{1\gamma}k_т. \qquad (3\text{-}67)$$

С определенным приближением расчет действующих токов $I_{в\gamma}$, $I_{2\gamma}$ и $I_{1\gamma}$ может быть осуществлен исходя из линейного закона изменения тока в интервале коммутации. Действующие токи для основных типов схем выпрямления, рассчитанные подобным методом, приведены в табл. 3-1.

Как видно из приведенных соотношений, учет явления коммутации приводит к некоторому уменьшению отношения действующих токов в вентилях и обмотках трансформатора к среднему выпрямленному току по сравнению со случаем идеализированного выпрямителя.

Таблица 3-1

Название схемы	$I_{в\gamma}$	$I_{2\gamma}$	$I_{1\gamma}$
Однофазная двухполупериодная	$\frac{I_d}{\sqrt{2}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{3\pi}\right)}$	$\frac{I_d}{\sqrt{2}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{3\pi}\right)}$	$\frac{I_d}{k_т}\sqrt{\left(1-\frac{2\gamma}{3\pi}\right)}$
Однофазная мостовая	$\frac{I_d}{\sqrt{2}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{3\pi}\right)}$	$I_d\sqrt{\left(1-\frac{2\gamma}{3\pi}\right)}$	$\frac{I_d}{k_т}\sqrt{\left(1-\frac{2\gamma}{3\pi}\right)}$
Шестифазная с уравнительным реактором	$\frac{I_d}{2\sqrt{3}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{2\pi}\right)}$	$\frac{I_d}{2\sqrt{3}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{2\pi}\right)}$	$\frac{I_d}{\sqrt{6}}\frac{1}{k_т}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{2\pi}\right)}$
Трехфазная мостовая	$\frac{I_d}{\sqrt{3}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{2\pi}\right)}$	$I_d\sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{2\pi}\right)}$	$\frac{I_d}{k_т}\sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{\left(1-\frac{\gamma}{2\pi}\right)}$

В заключение следует отметить, что в области нормальных режимов при углах коммутации не более 30° поправка по сравнению с идеализированным выпрямителем $\gamma=0$ не превосходит 5—8% [Л. 12]. Поэтому в установках сравнительно небольшой мощности в большинстве случаев эту поправку не учитывают.

3-6. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Одной из важнейших характеристик, определяющих работу выпрямителя, является его внешняя характеристика, которая представляет собой зависимость среднего выпрямленного напряжения от среднего выпрямленного тока $U_d=f(I_d)$.

Для управляемых выпрямителей существует семейство внешних характеристик, соответствующих различным углам регулирования. Внешняя характеристика выпрямителя охватывает все режимы работы, начиная с холостого хода и кончая коротким замыканием. С увеличением тока нагрузки выпрямленное напряжение падает. Падение напряжения в выпрямителе можно условно разделить на три основные составляющие:

а) падение напряжения, вызываемое процессом коммутации,— индуктивное падение напряжения ΔU_x;

б) падение напряжения на активных сопротивлениях схемы — активное падение напряжения ΔU_R;

в) падение напряжения на вентилях $\Delta U_в$.

Падение напряжения на вентилях $\Delta U_в$ в большинстве случаев считают независящим от тока нагрузки и равным падению напряжения в вентиле при протекании через него номинального тока [1].

Наиболее просто зависимости выпрямленного напряжения от тока нагрузки могут быть получены для режима работы с идеально сглаженным током. С достаточным приближением полученные результаты можно перенести на случай конечного значения сглаживающей индуктивности.

---

[1] При необходимости более точного расчета к падению в вентиле относят только пороговое напряжение U_0, а пологий участок вольт-амперной характеристики с дифференциальным сопротивлением $R_д$ относят к активным сопротивлениям схемы (см. гл. 1).

а) Внешние характеристики однофазных выпрямителей при $L_d = \infty$

В однофазных выпрямителях во всем диапазоне нагрузки (от холостого хода до короткого замыкания) существует только один режим работы и внешняя характеристика описывается одним общим уравнением.

Для однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой уравнение внешней характеристики может быть записано в следующем виде:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x - \Delta U_R - \Delta U_в, \quad (3\text{-}68)$$

где отдельные составляющие падения среднего значения выпрямленного напряжения равны:

$\Delta U_x = I_d x_s / \pi$ — индуктивное падение напряжения;

$\Delta U_R \approx \frac{\pi - \gamma}{\pi} I_d R_ф$ — активное падение напряжения;

$\Delta U_в$ — падение напряжения на вентиле.

Иногда удобно представить уравнение внешней характеристики в относительных единицах. Для этого выражение (3-68) следует разделить на среднее выпрямленное напряжение неуправляемого выпрямителя при отсутствии нагрузки U_{d0}. В результате получим:

$$U_{d*} = \cos \alpha - \Delta U_{x*} - \Delta U_{R*} - \Delta U_{в*}, \quad (3\text{-}69)$$

где $U_{d*} = U_d / U_{d0}$; $\Delta U_{x*} = I_d x_s / 2\sqrt{2} U_{2ф}$ — относительное индуктивное падение напряжения; $\Delta U_{R*} = I_d R_ф (\pi - \gamma) / 2\sqrt{2} U_{2ф}$ — относительное активное падение напряжения; $\Delta U_{в*} = \Delta U_в \pi / 2\sqrt{2} U_{2ф}$ — относительное падение напряжения на вентиле.

На рис. 3-8 приведено семейство внешних характеристик выпрямителя для различных углов регулирования. Характеристики построены без учета активных сопротивлений элементов схемы и падений напряжения в вентилях.

Все характеристики на рис. 3-8 построены в относительных единицах, где базисным значением напряжения является U_{d0}, а базисным значением тока — ток короткого замыкания $I_{dк}$.

Ток короткого замыкания схемы $I_{d\text{к}}$ может быть с некоторыми допущениями (если пренебрегать $R_\text{ф}$ и $\Delta U_\text{в}$) определен из (3-68), если положить в нем $U_d=0$:

$$I_{d\text{к}}=2\sqrt{2}U_{2\text{ф}}/x_s. \qquad (3\text{-}70)$$

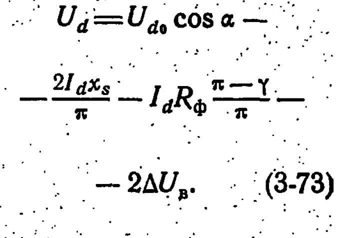
Для относительного тока нагрузки I_{d*} может быть дано следующее выражение:

$$I_{d*}=I_d/I_{d\text{к}}. \qquad (3\text{-}71)$$

В рабочей области, где угол γ максимально достигает 20—30°, можно в формуле (3-68) в выражении для ΔU_R положить член $\frac{\pi-\gamma}{\pi}\approx 1$. При этом погрешность в определении U_d не превышает 1—2%. Выражение для $U_d=f(I_d)$ в этом случае примет очень простой вид:

$$U_d=U_{d0}\cos\alpha-\frac{I_d x_s}{\pi}-I_d R_\text{ф}-\Delta U_\text{в}. \qquad (3\text{-}72)$$

Для однофазного мостового выпрямителя уравнение внешней характеристики можно записать в следующем виде:



$$U_d=U_{d0}\cos\alpha-\frac{2I_d x_s}{\pi}-I_d R_\text{ф}\frac{\pi-\gamma}{\pi}-2\Delta U_\text{в}. \qquad (3\text{-}73)$$

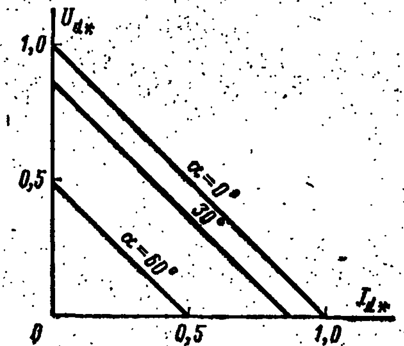


Рис. 3-8. Внешние характеристики однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой.

В отличие от формулы (3-68) здесь изменилось выражение ΔU_x и удвоилось падение напряжения на вентилях, так как в мостовой схеме ток всегда проходит по двум последовательно включенным вентилям. Следует отметить, что в ряде случаев для получения круто падающей внешней характеристики используют включение на вторичной стороне силового трансформатора дополнительных индуктивностей (так называемых анодных реакторов).

б) Внешние характеристики и режимы работы трехфазного мостового выпрямителя при $L_d = \infty$

В отличие от однофазных работа многофазных схем имеет некоторую специфику. В зависимости от нагрузки в многофазных схемах может возникать ряд отличных друг от друга режимов работы [Л. 12, 21]. Характерным параметром, который определяет границы тех или иных режимов, является угол коммутации. Для различных схем выпрямления существуют определенные углы коммутации, которые являются граничными между возможными режимами, возникающими в схеме.

Вначале рассмотрение будет проведено для случая неуправляемого выпрямителя ($\alpha=0$). Падения напряжения на вентилях и активные сопротивления схемы при этом не учитываются.

Первый режим схемы характеризуется поочередной работой то двух, то трех вентилей: во внекоммутационный период открыты и проводят ток два вентиля, а в интервале коммутации — три. На рис. 3-9,*а* показана картина прохождения токов в случае коммутации тока с вентиля *В1* на вентиль *В3*. Контур схемы, по которому протекает ток, обведен на рис. 3-9,*а* жирной линией. Кривая тока i_2 в фазе *а* для этого случая приведена на рис. 3-10,*а*.

Внешняя характеристика для первого режима схемы может быть получена как разность напряжения холостого хода выпрямителя и индуктивного падения напряжения:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_x. \qquad (3\text{-}74)$$

Подставив в формулу (3-74) значение ΔU_x из (3-47) и разделив обе части уравнения на U_{d0}, получим уравнение внешней характеристики в первом режиме в относительных значениях:

$$U_{d*} = 1 - \frac{I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2\text{ф}}}. \qquad (3\text{-}75)$$

Из рассмотрения кривой фазного тока i_2 и потенциальной диаграммы (рис. 3-10,*а—в*) видно, что первый режим будет существовать до нагрузки, при которой угол коммутации достигает величины $\pi/3$ (60°).

При дальнейшем увеличении нагрузки угол коммутации будет оставаться постоянным (равным $\pi/3$), а начало процесса коммутации будет задерживаться на не-

который отрезок времени, который можно представить как появление дополнительного угла регулирования α'. Физически постоянство угла γ может быть объяснено следующим образом. Как видно из рис. 3-10,*г*, где изображены кривые фазных напряжений и кривые потен-

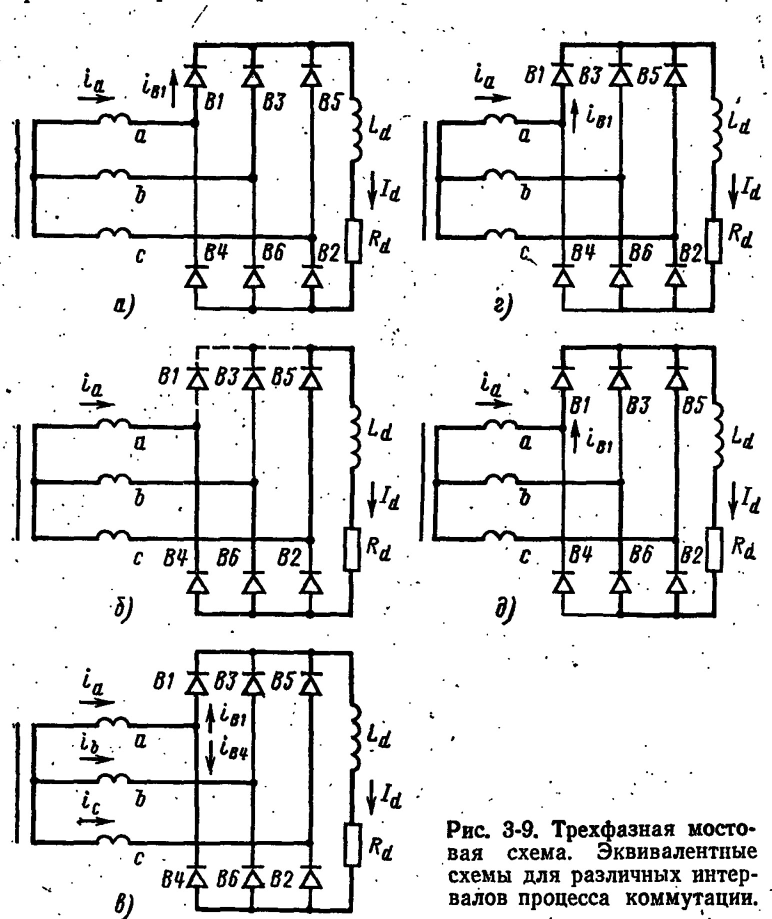


Рис. 3-9. Трехфазная мостовая схема. Эквивалентные схемы для различных интервалов процесса коммутации.

циалов общих анодов и катодов, вентиль *В1* откроется не в момент ϑ_1, как это было бы в первом режиме, а в момент ϑ_2. Это объясняется тем, что на интервале $0-\vartheta_2$ происходит коммутация тока с вентиля *В4* на вентиль *В6* в анодной группе и по этой причине потенциал анода вентиля *В1*, равный потенциалу катода вентиля

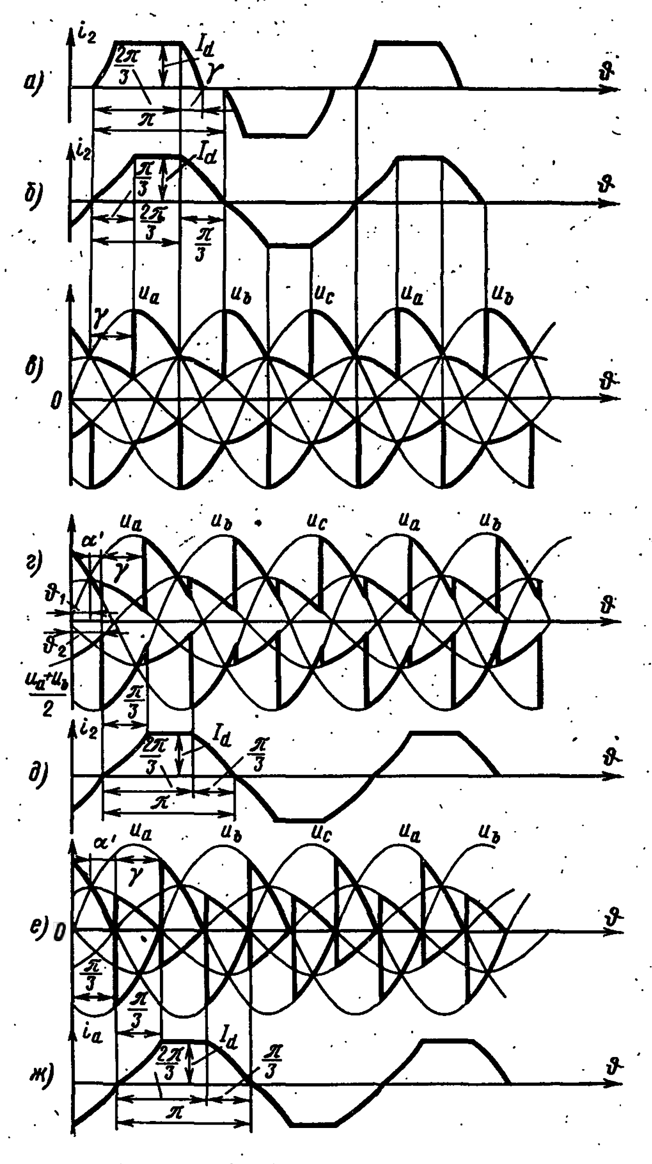


Рис. 3-10. Трехфазная мостовая схема. Кривые токов и напряжений на элементах схемы в перегрузочных режимах.

$B4$ (вентили подключены к одной фазе), меняется не по кривой фазного напряжения u_a, а по кривой $(u_a + u_b)/2$, и, следовательно, потенциал анода $B1$ на интервале $0-\vartheta_2$ ниже, чем потенциал анода вентиля $B5$ (кривая u_c), и коммутация тока с вентиля $B5$ на вентиль $B1$ невозможна. Токораспределение в схеме для этого случая показано на рис. 3-9,*б*. Цепь вентиля, открытие которого задерживается ($B1$), отмечена пунктиром. Переход тока с вентиля $B5$ на вентиль $B1$ начнется только в момент ϑ_2, когда окончится коммутация тока с вентиля $B4$ на вентиль $B6$ и потенциал анода вентиля $B1$ вновь будет меняться по кривой фазного напряжения u_a.

Кривая тока фазы *a* для этого случая показана на рис. 3-10,*д*. Нетрудно заметить следующее явление: коммутация в катодной группе не может начаться раньше окончания коммутации в анодной группе. Поэтому момент начала коммутации в одной группе стыкуется с концом процесса коммутации в другой группе. Такое попеременное чередование при шести коммутациях за период возможно только в том случае, если угол коммутации будет равен $\pi/3$. Если угол коммутации с увеличением нагрузки начнет увеличиваться, начнет расти задержка коммутации, т. е. фактический угол управления α'. С ростом угла управления, как было показано ранее, растет коммутирующая э. д. с. в контуре коммутации, что ускорит процесс коммутации и уменьшит γ до 60°. Таким образом, схема придет к новому равновесному состоянию, но уже с большим фактическим углом управления α'. В результате при росте нагрузки по достижении углом коммутации значения $\pi/3$ в схеме начинается второй режим работы, существенно отличный от первого.

Для трехфазной мостовой схемы справедливы, как было показано выше, следующие зависимости:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2ф}}; \quad (3\text{-}76)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}U_{2ф}}{2\pi}[\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3\text{-}77)$$

В связи с тем, что во втором режиме работы угол коммутации $\gamma = \pi/3$, можно подставить в формулы

(3-76) и (3-77) это значение γ и $\alpha=\alpha'$. В результате получим:

$$\sin(\alpha'+\pi/6)=\frac{2I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2ф}};\qquad(3\text{-}78)$$

$$\cos(\alpha'+\pi/6)=\frac{2\pi U_d}{9\sqrt{2}U_{2ф}}.\qquad(3\text{-}79)$$

Возведя в квадрат (3-78) и (3-79) и сложив почленно, получим уравнение внешней характеристики выпрямителя во втором режиме работы:

$$\frac{4x^2_s}{6U^2_{2ф}}I^2_d+\frac{2\pi^2}{81U^2_{2ф}}U^2_d=1.\qquad(3\text{-}80)$$

Как видно из (3-80), внешняя характеристика во втором режиме представляет собой дугу эллипса, полуоси которого по координатам I_d и U_d соответственно равны:

$$I_{dэ}=\sqrt{6}U_{2ф}/2x_s;\qquad(3\text{-}81)$$

$$U_{dэ}=9U_{2ф}/\sqrt{2}\pi.\qquad(3\text{-}82)$$

Очевидно, что конец внешней характеристики в первом режиме должен стыковаться с началом внешней характеристики во втором режиме. Ток $I_{d(1-2)}$, при котором начнется переход схемы во второй режим, можно получить из уравнения (3-76), подставив туда $\alpha=0$ и $\gamma=\pi/3$:

$$I_{d(1-2)}=\sqrt{6}U_{2ф}/4x_s.\qquad(3\text{-}83)$$

Напряжение $U_{d(1-2)}$ можно получить, подставив в (3-77) $\alpha=0$ и $\gamma=\pi/3$:

$$U_{d(1-2)}=9\sqrt{6}U_{2ф}/4\pi.\qquad(3\text{-}84)$$

Окончание второго режима наступает при нагрузке $I_{d(2-3)}$, для которой сумма фактического угла управления α' и угла коммутации равна $\pi/2$. При этом фактический угол управления α' равен 30°. Кривые потенциалов общих катодов и общих анодов схемы, а также кривая тока фазы i_a для случая $\alpha'+\gamma=\pi/2$ приведены на рис. 3-10,*е* и *ж*.

Как видно из рис. 3-10,*е*, при $\alpha+\gamma=\pi/2$ в точке $\vartheta=\pi/3$ потенциалы анодов вентилей *В5* (u_c) и *В1* $\left(\frac{u_a+u_b}{2}\right)$ становятся равными, благодаря чему вентиль *В1* включается и коммутация в анодной группе

начнется раньше, чем закончится коммутация в катодной группе вентилей. Вследствие этого при дальнейшем увеличении тока нагрузки фактический угол управления α' будет оставаться постоянным ($\alpha'=\pi/6$), возобновляется рост угла коммутации ($\gamma>\pi/3$) и начнется третий режим работы схемы.

Ток и напряжение, при которых начинается третий режим ($I_{d(2-3)}$; $U_{d(2-3)}$), могут быть найдены, если подставить в формулы (3-78) и (3-79) значение $\alpha'=\pi/6$. При этом получим следующие выражения:

$$I_{d(2-3)}=3\sqrt{2}U_{2ф}/4x_s; \qquad (3\text{-}85)$$

$$U_{d(2-3)}=9\sqrt{2}U_{2ф}/4\pi. \qquad (3\text{-}86)$$

Увеличение угла коммутации в третьем режиме свыше 60° приводит к появлению «двойного перекрытия». Это явление сводится к тому, что интервалы коммутации анодной и катодной групп вентилей начинают перекрываться во времени. На рис. 3-11,*а—в* показаны потенциальная диаграмма для положительного и отрицательного полюсов выпрямителя, интервалы проводимости вентилей схемы и кривая тока вентиля $i_{в1}$. В момент «двойного перекрытия» (интервалы γ_1 на рис. 3-11,*в*) напряжение на выходе выпрямителя равно нулю, так как при этом включены одновременно два вентиля, подключенные к какой-либо фазе, и выход выпрямителя оказывается закороченным. Например, в момент ϑ_1 (рис. 3-11,*а*) в открытом состоянии находятся вентили *В1*, *В5*, *В4* и *В6*. Следовательно, выход схемы закорочен через вентили *В1*, *В4*. Картина токораспределения для этого случая показана на рис. 3-9,*в*. Как нетрудно заметить из рис. 3-11,*а* и *б*, в третьем режиме имеет место поочередная работа вентилей по три и по

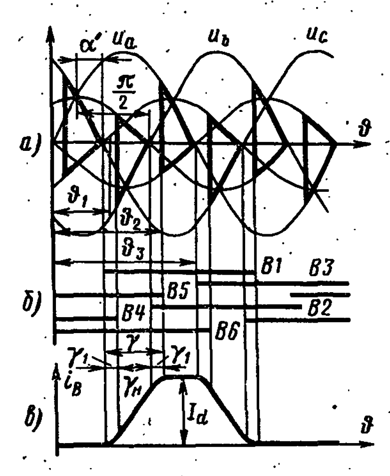


Рис. 3-11. Трехфазная мостовая схема. Потенциальная диаграмма, длительности интервалов работы вентилей и ток вентиля в третьем режиме.

четыре. Следовательно, в этом режиме чередуются интервалы «двойной» (γ_I) и нормальной ($\gamma_н$) коммутаций; внекоммутационные интервалы отсутствуют (рис. 3-9,*г* и *д*). Мгновенное значение выпрямленного напряжения в интервале работы трех вентилей ϑ_2—ϑ_3 (рис. 3-11,*a*) равно:

$$u_d = u_a - \frac{u_b + u_c}{2} = \frac{3\sqrt{2}}{2} U_{2ф} \sin\vartheta. \qquad (3\text{-}87)$$

В интервале работы четырех вентилей $u_d=0$. Среднее выпрямленное напряжение может быть получено, если проинтегрировать выражение (3-87) в пределах от $\pi/3+\gamma$ до π. Пределы интегрирования нетрудно определить на рис. 3-11,*a*, полагая угол α' в третьем режиме равным $\pi/6$. Таким образом, можно получить следующую формулу:

$$U_d = 3/\pi \int\limits_{\pi/3+\gamma}^{\pi} \frac{3\sqrt{2}}{2} U_{2ф} \sin\vartheta \, d\vartheta = \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} U_{2ф} [1 - \sin(\gamma - \pi/6)]. \qquad (3\text{-}88)$$

Относительное значение U_{d*} соответственно равно:

$$U_{d*} = \frac{\sqrt{3}}{2}\left[1 - \sin\left(\gamma - \frac{\pi}{6}\right)\right]. \qquad (3\text{-}89)$$

Для того чтобы из выражения (3-89) получить уравнение внешней характеристики, нужно найти связь между углом коммутации и током нагрузки.

После ряда преобразований эта зависимость может быть найдена в следующем виде:

$$1 + \sin\left(\gamma - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2ф}}. \qquad (3\text{-}90)$$

Подставив $\sin(\gamma-\pi/6)$ из (3-90) в (3-88), получим уравнение внешней характеристики в третьем режиме работы выпрямителя:

$$U_d = \frac{9\sqrt{2}U_{2ф}}{\pi} - \frac{9I_d x_s}{\pi}, \qquad (3\text{-}91)$$

или в относительных единицах

$$U_{d*} = \frac{U_d}{U_{d0}} = \sqrt{3} - \frac{3I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2ф}}. \qquad (3\text{-}92)$$

Как видно из формулы (3-92), внешняя характеристика в третьем режиме представляет собой прямую линию.

В случае короткого замыкания на шинах нагрузки U_{d*} равно нулю; и ток I_d равен току короткого замыкания $I_{dк}$. Из формулы (3-92), положив $U_{d*}=0$, получим:

$$I_{dк}=\sqrt{2}U_{2ф}/x_s. \quad (3\text{-}93)$$

Для более наглядной иллюстрации процессов, происходящих в схеме, на рис. 3-12 показаны графики

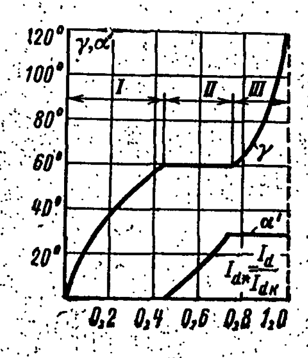


Рис. 3-12. Трехфазная мостовая схема. Зависимость угла коммутации и фактического угла регулирования неуправляемого выпрямителя от тока нагрузки.

Рис. 3-13. Полные внешние характеристики трехфазной мостовой схемы.

изменения угла коммутации γ и фактического угла управления α' для случая работы схемы с неуправляемыми вентилями.

Полная внешняя характеристика трехфазной мостовой схемы для $\alpha=0$ показана на рис. 3-13. Характеристика построена в относительных единицах. В качестве базисного значения для относительного значения выпрямленного тока принят ток короткого замыкания схемы $I_{dк}$. Области первого, второго и третьего режимов показаны на рис. 3-13 цифрами *I*, *II*, *III*.

В случае управляемого выпрямителя уравнение внешней характеристики в первом режиме имеет вид:

$$U_d=U_{d0}\cos\alpha-\Delta U_x, \quad (3\text{-}94)$$

или в относительных единицах

$$U_{d*}=\cos\alpha-\frac{I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2ф}}. \qquad (3\text{-}95)$$

Точное уравнение внешней характеристики управляемого выпрямителя в первом режиме с учетом активных сопротивлений и падений напряжения в вентилях будет иметь следующий вид:

$$U_d=U_{d0}\cos\alpha-\frac{3I_d}{\pi}\left[x_s+R_ф\left(\frac{2\pi}{3}-\frac{\gamma}{2}\right)\right]-2\Delta U_в. \qquad (3\text{-}96)$$

Переход из первого режима во второй (выход на эллиптическую характеристику) для управляемого выпрямителя происходит при токах, больших, чем $I_{d(1-2)}$, так как угол коммутации для управляемого выпрямителя при токе, равном $I_{d(1-2)}$, меньше, чем $\pi/3$.

Ток, при котором начнется второй режим в управляемом выпрямителе $I'_{d(1-2)}$, можно определить из (3-76), подставив туда $\gamma=\pi/3$:

$$I'_{d(1-2)}=\frac{\sqrt{6}U_{2ф}}{2x_s}\cos\left(\frac{\pi}{3}-\alpha\right). \qquad (3\text{-}97)$$

Во втором режиме работы управляемого выпрямителя процессы протекают так же, как и в рассмотренном ранее неуправляемом выпрямителе. Угол γ с увеличением тока нагрузки не меняется, оставаясь равным $\pi/3$, а растет фактический угол управления α', который становится больше угла регулирования α, задаваемого системой управления. Выражения (3-78) и (3-79), связывающие угол α' с выпрямленным напряжением и током, полученные для неуправляемого выпрямителя, справедливы и для данного случая. Следовательно, внешняя характеристика управляемого выпрямителя во втором режиме работы описывается тем же уравнением эллипса [формула (3-80)].

Переход от второго режима работы к третьему будет происходить при нагрузках $I_{d(2-3)}$, для которых фактический угол управления α' станет равным $\pi/6$, а $\alpha'+\gamma=\pi/2$, т. е. при тех же условиях, что и в случае $\alpha=0$.

Внешняя характеристика в третьем режиме совпадает с характеристикой неуправляемого выпрямителя.

Описанные режимы и ход внешних характеристик справедливы для управляемых выпрямителей, работающих с углами управления $\alpha<\pi/6$.

В выпрямителях, работающих с углами управления $\alpha>\pi/6$, режим постоянной работы трех вентилей (второй режим) отсутствует. Это объясняется тем, что, когда угол γ достигает $\pi/3$, угол $\alpha+\gamma$ будет больше $\pi/2$. Это условие, как было показано для неуправляемых выпрямителей, обеспечивает возможность своевременного включения очередного вентиля, несмотря на то, что предыдущая коммутация еще не закончилась.

Таким образом, для выпрямителей, работающих с углами управления $\alpha>\pi/6$, после первого режима наступает режим поочередной работы трех-четырех вентилей (третий режим). Переход от первого режима к третьему происходит при нагрузках $I'_{d(1-3)}$, для которых γ становится равным $\pi/3$. Кривая $U_d=f(I_d)$, соответствующая условию $\gamma=\pi/3$, представляет собой дугу эллипса, отмеченную на рис. 3-13 пунктирной линией. Значения $I'_{d(1-3)}$ могут быть определены как точки пересечения внешних характеристик выпрямителя в первом режиме работы с дугой эллипса при $\gamma=\pi/3$.

Внешняя характеристика выпрямителя, работающего с углами $\alpha>\pi/6$, в третьем режиме работы описывается следующим уравнением [Л. 14]:

$$U_{d*}=\sqrt{3}\left[\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{6}\right)-\frac{I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2ф}}\right]. \qquad (3\text{-}98)$$

Положив в (3-98) $U_d=0$, можно получить формулу для определения тока короткого замыкания $I'_{dк}$ управляемого выпрямителя, работающего с углами $\alpha>\pi/6$:

$$I'_{dк}=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{x_s}\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{6}\right)=I_{dк}\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{6}\right). \qquad (3\text{-}99)$$

Как видно из (3-99), ток короткого замыкания при этом меньше, чем в случае выпрямителей, работающих с углами $\alpha<\pi/6$.

Для выпрямителей, работающих с углами управления $\alpha>\pi/3$, во всем диапазоне нагрузок будет иметь место только первый режим работы. Действительно, используя уравнение коммутации (3-76) и условие начала третьего режима $\alpha+\gamma=\pi/2$, можно найти, что при $\alpha=\pi/3$ ток перехода от первого режима к третьему совпадает с длиной токовой полуоси эллипса I_{d0}. При этом $U_d=0$, т. е. первый режим продолжается вплоть до короткого замыкания.

Таким образом, как видно из проведенного рассмотрения и рис. 3-13, при работе управляемого выпрямителя в диапазоне углов регулирования $0<\alpha<\frac{\pi}{6}$ в зависимости от тока нагрузки могут возникать первый, второй и третий режимы работы, при $\pi/6<\alpha<\pi/3$ — первый и третий режимы и при $\pi/3<\alpha$ возможен только первый режим работы выпрямителя.

в) Внешние характеристики и режимы работы шестифазной схемы с уравнительным реактором при $L_d=\infty$

При рассмотрении общего случая в первом приближении влиянием активных сопротивлений элементов схемы и падениями напряжения на вентилях можно пренебречь. Определение воздействия этих величин на характер внешней характеристики целесообразно провести только для области режима нормальной нагрузки выпрямителя. Первый режим работы шестифазной схемы с уравнительным реактором имеет место в диапазоне нагрузок, лежащих в пределах от холостого хода ($I_d=0$) до так называемого «критического тока» ($I_{d\text{кр}}$). Ток $I_{d\text{кр}}$ соответствует критическому режиму работы схемы. Этот режим возникает в том случае, когда постоянная составляющая тока нагрузки, протекающая через обмотки уравнительного реактора, становится равной его намагничивающему току. Ток $I_{d\text{кр}}$ в долях номинального тока $I_{d\text{н}}$ обычно невелик (около 1—2%). В области первого режима ($0<I_d<I_{d\text{кр}}$) компенсация м. д. с. от постоянных составляющих тока отдельных трехфазных схем не происходит, и ток нагрузки, протекающий через уравнительный реактор, является одновременно намагничивающим током уравнительного реактора. В этом случае уравнительный реактор уже больше не служит звеном, выравнивающим выпрямленные напряжения трехфазных схем. Выпрямитель начинает работать при этом как шестифазная схема со средней точкой, причем в процессе коммутации последовательно с фазной обмоткой силового трансформатора оказывается включенным своей полуобмоткой уравнительный реактор, что эквивалентно введению в контур коммутации большой индуктивности.

Появление в контуре коммутации значительной индуктивности приводит к увеличению угла γ и затягиванию процесса коммутации. Таким образом, несмотря на то, что токи нагрузки в области рассматриваемого режима относительно невелики, угол коммутации с ростом нагрузки резко растет, что определяет крутое падение внешней характеристики в этой области. Напряжение холостого хода шестифазной схемы с уравнительным реактором U_{d00} равно напряжению холостого хода шестифазной схемы со средней точкой. Для случая неуправляемого выпрямителя имеем:

$$U_{d00}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}U_{2\text{ф}}=1{,}35U_{2\text{ф}}. \quad (3\text{-}100)$$

В момент, когда ток нагрузки I_d начинает превышать $I_{d\text{кр}}$, уравнительный реактор входит в «активный» режим и становится звеном, выравнивающим напряжения отдельных трехфазных схем. Выпрями-

тель переходит из шестифазного режима в так называемый дважды трехфазный режим, или режим параллельной работы трехфазных схем. При этом угол коммутации резко падает, так как в контур коммутации теперь входят только реактивные сопротивления трансформатора и питающей сети. Выпрямленное напряжение, соответствующее этому моменту, равно выпрямленному напряжению трехфазной схемы со средней точкой. Можно с небольшой погрешностью считать, что это напряжение равно напряжению условного холостого хода шестифазной схемы с уравнительным реактором:

$$U_{d0}=\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}U_{2ф}=1,17U_{2ф}. \qquad (3\text{-}101)$$

Из сопоставления формул (3-100) и (3-101) видно, что при переходе от режима условного холостого хода к истинному холостому ходу напряжение на выходе выпрямителя может возрасти на 15,4%. На рис. 3-14 показаны внешние характеристики шестифазного выпрямителя с уравнительным реактором в области критического и нормального режимов.

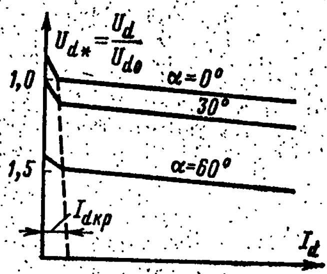


Рис. 3-14. Шестифазная схема с уравнительным реактором. Внешние характеристики схемы в области докритического и нормального режимов.

Как видно из рис. 3-14, с ростом угла регулирования растет и критический ток $I_{dкр}$. Это объясняется тем, что с увеличением угла α растет напряжение на уравнительном реакторе, что приводит к повышению потока в его магнитопроводе, а следовательно, и намагничивающего тока. С точки зрения режима работы нагрузки резкое повышение напряжения в области малых токов I_d может оказаться нежелательным. Для устранения подобного явления можно использовать включение балластной нагрузки или вынужденное подмагничивание уравнительного реактора током тройной частоты [Л. 21] [1].

В этом случае из внешней характеристики будет исключен участок докритического режима и при нагрузке выпрямителя ниже $I_{dкр}$ не будет наблюдаться повышения выходного напряжения.

Второй (нормальный) режим работы схемы существует в области нагрузок $I_d>I_{dкр}$ при условии, что угол $\gamma<\pi/3$. Во втором режиме вентили работают группами по два и по три. Коммутация

---

[1] Первый из отмеченных способов наиболее прост, но он ухудшает к. п. д. выпрямителя. Можно балластную нагрузку включать автоматически только при разгрузке выпрямителя, но это усложняет схему. Подмагничивание уравнительного реактора током тройной частоты может быть осуществлено по схеме, приведенной в [Л. 21]. Обмотка уравнительного реактора при этом подключается к статическому утроителю частоты, который собран из трех насыщающихся трансформаторов.

в этом случае происходит независимо в каждой трехфазной группе. Уравнение внешней характеристики будет иметь следующий вид:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - 3I_d x_s / 4\pi, \qquad (3\text{-}102)$$

или в относительных единицах

$$U_{d*} = \frac{U_d}{U_{d0}} = \cos \alpha - \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{I_d x_s}{U_{2ф}}. \qquad (3\text{-}103)$$

В данном случае под U_{d0} подразумевается напряжение условного холостого хода схемы.

Как видно из формулы (3-103), внешние характеристики схемы во втором (нормальном) режиме представляют собой семейство параллельных прямых линий (рис. 3-14).

Точное выражение внешней характеристики схемы во втором (нормальном) режиме с учетом активных сопротивлений и падений напряжения на вентилях будет выглядеть следующим образом:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha -$$

$$- \frac{3I_d}{\pi} \left[\frac{x_s}{4} + \frac{R_ф}{2} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right) \right] - \Delta U_в. \qquad (3\text{-}104)$$

При дальнейшем увеличении нагрузки, когда угол γ становится равным 60°, наступает третий (перегрузочный) режим работы схемы. В отличие от трехфазной мостовой схемы при определении границ и уравнений внешних характеристик третьего и последующих режимов объединение первичных и вторичных индуктивностей рассеяния трансформатора должно производиться с учетом специфики работы трехобмоточного трансформатора. Детальное исследование процессов, происходящих в шестифазной схеме с уравнительным реактором в режимах перегрузки, приведено в [Л. 17].

Как показано в [Л. 17], для получения уравнений внешних характеристик в этих режимах необходимо ввести некоторый параметр q, который характеризует качественный состав реактивных сопротивлений, входящих в контур коммутации:

$$q = \frac{x'_c + x'_{1s} + x_{3s}}{x'_c + x'_{1s} + x_{2s} + x_{3s}} = \frac{x'_c + x'_{1s} + x_{3s}}{x_s}, \qquad (3\text{-}105)$$

где x'_c — приведенное реактивное сопротивление питающей сети; x'_{1s} — приведенное реактивное сопротивление рассеяния первичной обмотки трансформатора; x_{2s} — вторичное несвязанное реактивное сопротивление трансформатора; x_{3s} — вторичное связанное реактивное сопротивление трансформатора; x_s — полное реактивное сопротивление фазы.

В случае выполнения трансформатора со спирально вмотанными вторичными обмотками несвязанное реактивное сопротивление x_{2s}, характеризующее степень электромагнитной связи между вторичными обмотками и определяемое из опыта короткого замыкания вторичных звезд, близко к нулю. При этом, как видно из формулы (3-105), $q \approx 1$.

Если $x_{2s} \neq 0$, то значение параметра q всегда меньше единицы ($q < 1$). В случае спирально вмотанных обмоток ($q \approx 1$) режимы работы и качественный ход внешних характеристик шестифазной схемы с уравнительным реактором будут одинаковыми с характеристиками трехфазной мостовой схемы [Л. 12, 13, 17]. При $q = 1$ и $\alpha = 0$

в третьем (перегрузочном) режиме угол коммутации остается постоянным и равным 60°. При увеличении тока нагрузки I_d точно так же, как и в случае трехфазной мостовой схемы, возникает и начинает расти фактический угол управления α', соответствующий задержке начала коммутации на очередной вентиль. Вентили в третьем режиме работают группами по три. Уравнение внешней характеристики схемы в третьем режиме имеет следующий вид:

$$\frac{8\pi^2 U^2_d}{81 U^2_{2ф}} + \frac{x^2_s I^2_d}{6 U^2_{2ф}} = 1. \qquad (3\text{-}106)$$

Как видно из (3-106), внешняя характеристика в третьем режиме описывается дугой эллипса.

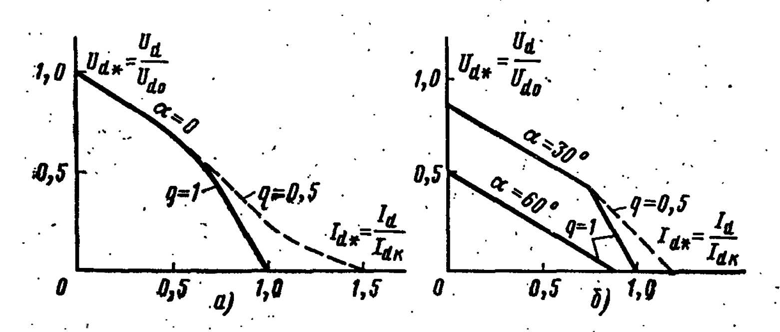


Рис. 3-15. Полные внешние характеристики шестифазной схемы с уравнительным реактором.

Ток $I_{d(2-3)}$ и напряжение $U_{d(2-3)}$, при которых второй режим переходит в третий, могут быть найдены для случая $\alpha=0$ из (3-38) и (3-41), если туда подставить $\alpha=0$ и $\gamma=\pi/3$. В результате имеем:

$$I_{d(2-3)} = \sqrt{6} U_{2ф}/2x_s; \qquad (3\text{-}107)$$

$$U_{d(2-3)} = 9\sqrt{6} U_{2ф}/8\pi. \qquad (3\text{-}108)$$

Следующий (четвертый) режим работы схемы (при $q=1$) начинается при таком нагрузочном токе $I_{d(3-4)}$, когда значение фактического угла управления (α') достигает $\pi/6$. В этом случае угол α' остается все время постоянным ($\alpha'=\pi/6$), а угол коммутации вновь начинает расти. При этом интервалы коммутации в отдельных выпрямительных группах начинают на некоторых участках перекрываться, т. е. возникают интервалы двойного перекрытия. В этом случае вентили схемы работают группами по три и по четыре. Внешняя характеристика схемы в четвертом режиме представляет собой прямую линию, описываемую следующим выражением:

$$U_d = \frac{9\sqrt{2} U_{2ф}}{9\pi}\left[1 - \frac{I_d x_s}{2\sqrt{2} U_{2ф}}\right]. \qquad (3\text{-}109)$$

Из уравнения коммутации (3-38) и формулы (3-106), подставив туда $\alpha'=\pi/6$ и $\gamma=\pi/3$, можно получить ток и напряжение, при которых начнется четвертый режим:

$$I_{d(3-4)}=3\sqrt{2}U_{2ф}/2x_s; \qquad (3\text{-}110)$$

$$U_{d(3-4)}=9U_{2ф}/4\sqrt{2}\pi. \qquad (3\text{-}111)$$

При дальнейшем увеличении тока нагрузки при $U_d=0$ наступает короткое замыкание схемы. Ток короткого замыкания $I_{dк}$ может быть получен из (3-109), если положить в нем $U_d=0$:

$$I_{dк}=2\sqrt{2}U_{2ф}/x_s. \qquad (3\text{-}112)$$

При наличии в контуре коммутации вторичных несвязанных сопротивлений x_{2s} процессы в схеме несколько усложняются. Как показано в [Л. 17], где проведено детальное исследование процессов, происходящих в схеме, и выведены расчетные соотношения, при $q<1$ в общем случае схема может работать в семи характерных режимах. На рис. 3-15,*а* и *б* представлены семейства внешних характеристик шестифазной схемы с уравнительным реактором для различных α и q. Внешние характеристики приведены в относительных единицах.

В качестве базисных значений для внешних характеристик приняты U_{d0} и $I_{dк}$ (для $\alpha=0$; $q=1$ и $L_d=\infty$). Внешние характеристики для случая $q=1$ на рис. 3-15 нанесены сплошной линией, а для случая $q<1$ — пунктиром. Как видно из рис. 3-15, вид внешних характеристик шестифазной схемы с уравнительным реактором в перегрузочных режимах существенно зависит от распределения потоков рассеяния первичной и вторичной обмоток силового трансформатора.

3-7. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ, ПОТЕРИ И К. П. Д. ВЫПРЯМИТЕЛЯ

При работе выпрямитель потребляет из сети несинусоидальный ток, первая гармоника которого сдвинута в сторону отставания относительно кривой питающего напряжения на угол φ_1. Параметры силовых трансформаторов и коммутационной аппаратуры определяются полной мощностью, потребляемой преобразовательным агрегатом. Если известна мощность на стороне выпрямленного тока, то для определения полной мощности преобразователя необходимо знать коэффициент мощности выпрямителя и его к. п. д. Ниже в качестве примера рассмотрены случаи определения коэффициента мощности для двух распространенных схем: однофазной и трехфазной мостовых (при $L_d=\infty$).

На рис. 3-16,*а*, *б* представлены кривая напряжения питающей сети и кривая потребляемого тока для одно-

фазной мостовой схемы в режиме работы с идеально сглаженным током. Рисунок 3-16,*а* относится к идеализированному случаю ($\gamma=0$), а рис. 3-16,*б* — к случаю работы реального выпрямителя. Ниже на рис. 3-16,*в*, *г* изображены аналогичные кривые для трехфазной мостовой схемы в случае группы соединения обмоток питающего трансформатора Y/Y.

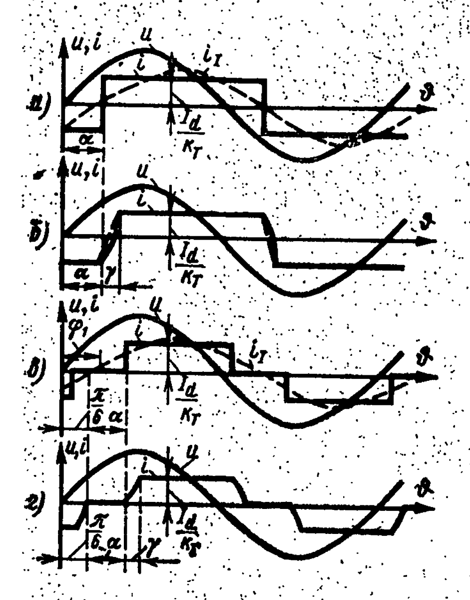


Рис. 3-16. Кривые потребляемого из сети тока для различных схем выпрямления.

а) Коэффициент мощности однофазного мостового выпрямителя

Коэффициент мощности χ в общем случае может быть определен как отношение активной мощности, потребляемой выпрямителем P, к полной мощности выпрямителя S:

$$\chi=P/S. \qquad (3\text{-}113)$$

Так как напряжение питающей сети практически синусоидально, то для активной и полной мощностей можно написать:

$$P=U_1I_I\cos\varphi_1; \qquad (3\text{-}114)$$

$$S=U_1I_1=U_1\sqrt{I_I^2+\Sigma I_n^2}, \qquad (3\text{-}115)$$

где U_1 — действующее напряжение питающей сети; I_I — действующая первая гармоника потребляемого тока; I_n — действующая гармоника тока n-го порядка; φ_1 — угол сдвига первой гармоники тока по отношению к питающему напряжению.

Подставив P и S из (3-114) и (3-115) в (3-113), получим:

$$\chi=\frac{I_I}{\sqrt{I_I^2+\Sigma I_n^2}}=\nu\cos\varphi_1, \qquad (3\text{-}116)$$

где ν — коэффициент искажения кривой тока.

Как видно из рис. 3-16,*а*, где пунктирной линией изображена кривая первой гармоники потребляемого тока i_I для случая работы идеализированного выпрямителя, $\varphi_1=\alpha$. Следовательно, коэффициент мощности равен:

$$\chi=\nu\cos\alpha. \qquad (3\text{-}117)$$

Учитывая, что коэффициент искажения ν для прямоугольной кривой тока [Л. 22]

$$\nu=2\sqrt{2}/\pi, \qquad (3\text{-}118)$$

окончательно получаем:

$$\chi=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\alpha. \qquad (3\text{-}119)$$

Как видно из рис. 3-16,*б*, при наличии процесса коммутации $\varphi_1>\alpha$.

В [Л. 12] показано, что угол сдвига первой гармоники тока по отношению к напряжению можно приближенно принять равным:

$$\varphi_1=\alpha+\frac{1}{2}\gamma, \qquad (3\text{-}120)$$

отсюда

$$\cos\varphi_1=\cos\left(\alpha+\frac{1}{2}\gamma\right). \qquad (3\text{-}121)$$

Коэффициент сдвига $\cos\varphi_1$ может быть найден также несколько иным методом. Для активной мощности на стороне переменного тока и мощности выпрямленного тока может быть написано следующее равенство:

$$U_dI_d=U_1I_I\cos\varphi_1. \qquad (3\text{-}122)$$

Следовательно, для $\cos\varphi_1$ получим:

$$\cos\varphi_1=U_dI_d/U_1I_I. \qquad (3\text{-}123)$$

При углах коммутации $\gamma<30°$ для I_I можно приближенно принять:

$$I_I\approx 4I_d/\sqrt{2}\pi k_\text{т}. \qquad (3\text{-}124)$$

Подставив I_I из (3-124) в (3-123) и воспользовавшись формулой (3-25), окончательно получим:

$$\cos\varphi_1=\frac{\cos\alpha+\cos(\alpha+\gamma)}{2}. \qquad (3\text{-}125)$$

Коэффициент искажения при учете коммутационных участков может быть определен с достаточной степенью точности, если положить коммутацию линейной. На рис. 3-16,*б* пунктиром показано линейное изменение тока в интервале коммутации. Погрешность, возникающая при этом допущении, крайне мала. В [Л. 22] дано значение коэффициента искажения для случая трапецеидального изменения тока согласно рис. 3-16,*б*:

$$\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_{д}, \tag{3-126}$$

где

$$k_{д} = \frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}\sqrt{1-\frac{2\gamma}{3\pi}}}. \tag{3-127}$$

Значения $k_{д}$ для различных углов γ приведены ниже:

γ	15°	30°	45°	60°
$k_{д}$	1,02	2,023	1,065	1,083

Как видно, коэффициент $k_{д}$ в рабочем диапазоне изменения γ близок единице. Окончательно для коэффициента мощности реальной однофазной мостовой схемы можно написать:

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_{д} \cos\left(\alpha + \frac{1}{2}\gamma\right) \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\left(\alpha + \frac{1}{2}\gamma\right), \tag{3-128}$$

или, используя выражение (3-125) для $\cos\varphi_1$,

$$\chi = \frac{\sqrt{2}}{\pi} k_{д} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)]. \tag{3-129}$$

б) Коэффициент мощности трехфазного мостового выпрямителя

Как видно из рис. 3-16,*в*, где первая гармоника потребляемого выпрямителем тока i_I показана пунктиром, при равенстве угла коммутации нулю в трехфазном мостовом выпрямителе $\varphi_1 = \alpha$. Коэффициент искажения для кривой тока, показанной на рис. 3-16,*в*, равен $\nu = 3/\pi$ [Л. 22]. Окончательно для коэффициента мощности

идеализированного мостового выпрямителя можно написать:

$$\chi = \frac{3U_1 I_1 \cos\varphi_1}{3U_1 I_1} = \nu \cos\varphi_1 = \frac{3}{\pi}\cos\alpha. \quad (3\text{-}130)$$

С учетом процесса коммутации $\cos\varphi_1$ определяется следующими выражениями [Л. 12, 15]:

$$\cos\varphi_1 = \cos\left(\alpha + \frac{1}{2}\gamma\right), \quad (3\text{-}131)$$

или

$$\cos\varphi_1 = \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha+\gamma)}{2}. \quad (3\text{-}132)$$

При углах коммутации $\gamma < 30°$ формула (3-132) дает более точные результаты.

Коэффициент искажения кривой тока, показанной на рис. 3-16,*г*, можно найти по формуле, приведенной в [Л. 13]:

$$\nu \approx \frac{3}{\pi}\left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24}\right]. \quad (3\text{-}133)$$

Окончательно для коэффициента мощности трехфазного мостового выпрямителя имеем:

$$\chi = \nu\cos\varphi_1 = \frac{3}{\pi}\left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24}\right]\cos\left(\alpha + \frac{1}{2}\gamma\right), \quad (3\text{-}134)$$

или

$$\chi = \nu\cos\varphi_1 = \frac{3}{\pi}\left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24}\right]\frac{\cos\alpha + \cos(\alpha+\gamma)}{2}. \quad (3\text{-}135)$$

в) Коэффициент полезного действия выпрямителя

Активные потери в схеме выпрямителя можно разбить на следующие основные части:

1. Потери в вентилях $\Delta P_{в}$.
2. Потери в питающем трансформаторе $\Delta P_{т} = \Delta P_{с} + \Delta P_{м}$, где $\Delta P_{с}$ — потери в стали магнитопровода; $\Delta P_{м}$ — потери в обмотках.
3. Потери в реакторах (в анодных реакторах, в сглаживающем и уравнительном реакторе) $\Delta P_{р}$.
4. Потери в вспомогательных устройствах (системе управления, системе охлаждения) $\Delta P_{вс}$.

Следует отметить, что из всех перечисленных потерь потери $\Delta P_{с}$ и $\Delta P_{вс}$ практически постоянны и не зависят от нагрузки выпрямителя.

Потери в вентилях приближенно можно определить следующим образом:

$$\Delta P_в = m\,\Delta U_в\, I_{в.ср}, \qquad (3\text{-}136)$$

где m — число вентилей в схеме выпрямления.

Более точная формула для $\Delta P_в$ получается, если разбить потери в вентиле на две составляющие:

$$\Delta P_в = m(U_0 I_{в.ср} + R_д I^2_в). \qquad (3\text{-}137$$

Вторую составляющую потерь в формуле (3-137) можно объединить с потерями во вторичной обмотке трансформатора. Формула (3-136) более удобна для расчета потерь в выпрямителях на средние и высокие напряжения, а формула (3-137) — для выпрямителей низкого напряжения.

Для случая работы выпрямителя со сглаженным выпрямленным током при малых пульсациях кривой i_d можно считать, что $P_d = U_d I_d$.

Коэффициент полезного действия выпрямителя η в этом случае может быть записан в следующем виде:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Delta P_с + \Delta P_{вс} + m k_1 I_d \Delta U_в + n_1 k^2_3 R_1 I^2 d + n_2 k^2_2 R_2 I^2 d + \Delta P_д}, \qquad (3\text{-}138)$$

где $k_1 = I_{в.ср}/I_d$; $k_2 = I_2/I_d$; $k_3 = I_1/I_d$; n_1, n_2 — числа отдельных обмоток на первичной и вторичной сторонах трансформатора; R_1, R_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

Потери в реакторах схемы $\Delta P_р$ можно определить следующим образом:

$$\Delta P_р = \Delta P_{р.с} + \Delta P_{р.у} + \Delta P_{р.а}, \qquad (3\text{-}139)$$

где $\Delta P_{р.с} = R_{р.с} I^2 d$ — потери в сглаживающем реакторе ($R_{р.с}$ — активное сопротивление сглаживающего реактора); $\Delta P_{р.у} = R_{р.у} I^2 d/4$ — потери в уравнительном реакторе ($R_{р.у}$ — активное сопротивление уравнительного реактора); $\Delta P_{р.а} = m R_{р.а} k^2_2 I^2 d$ — потери в анодных дросселях ($R_{р.а}$ — активное сопротивление анодных дросселей).

Потери в магнитопроводах реакторов по причине их малости можно не учитывать. В случае использования для управления выпрямителями регулируемых реакторов РР потери в обмотках РР учитываются аналогично потерям в анодных реакторах. Потери в стали РР в первом приближении можно объединить с потерями в стали силового трансформатора.

3-8. РЕВЕРСИВНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Во многих областях применения тиристорных выпрямителей требуется обеспечение возможности рекуперации (возврата) энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока. Вследствие однонаправленного действия вентилей (диодов и тиристоров) это требование может быть выполнено с помощью контактного реверсора или специальных схем соединения двух комплек-

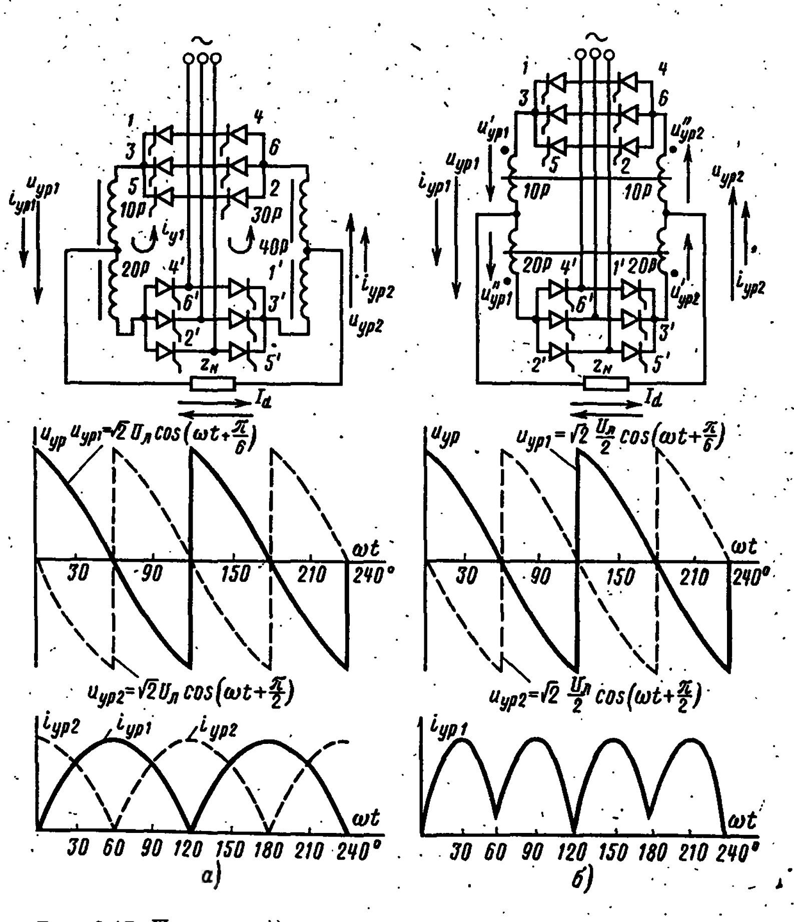


Рис. 3-17. Принципиальные схемы и временные диаграммы реверсивных тиристорных преобразователей с совместным управлением.

а — с ограничивающими реакторами без электромагнитной связи; *б* — с двумя ограничивающими реакторами с электромагнитной связью.

тов вентилей (мостов), каждый из которых создает постоянный ток своего направления (рис. 3-17). Каждый из комплектов вентилей в реверсивном преобразователе работает как в выпрямительном, так и в инверторном режиме.

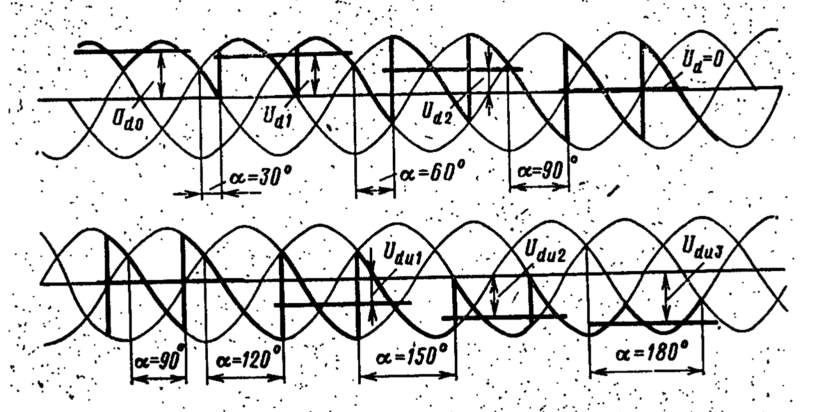


Рис. 3-18. Временные диаграммы напряжений на стороне постоянного тока.

Инверторный режим возникает при работе тиристорного преобразователя на индуктивную нагрузку или противо-э. д. с. В этом режиме ток в преобразователе протекает за счет э. д. с. самоиндукции или э. д. с. электрической машины, а напряжение сети включается встречно напряжению преобразователя. Инверторный режим возможен при углах управления, превышающих 90°. На рис. 3-18 представлены временные диаграммы мгновенных напряжений и показаны их средние значения для трехфазной нулевой схемы при изменении угла управления от 0 до 180° и $L_d=\infty$, из которых видно, что при $\alpha>90°$ среднее значение напряжения U_d на стороне постоянного тока меняет знак. Для обозначения начала процесса по аналогии с выпрямительным режимом вводится угол β, называемый углом опережения. Угол β отсчитывается от момента пересечения отрицательных полуволн переменного напряжения (рис. 3-19) и равен $\beta=180°-\alpha$.

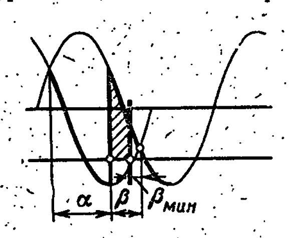


Рис. 3-19. Отсчет угла опережения.

Для обеспечения устойчивой работы инвертора необходимо ограничивать угол β некоторым минимальным значением $\beta_{мин}$, определяемым суммой максимального угла коммутации γ и углом δ, зависящим от времени восстановления запирающих свойств тиристора. Введение $\beta_{мин}$ обеспечивает завершение процесса коммутации до момента, когда напряжение сети и э. д. с. начинают действовать в одном направлении.

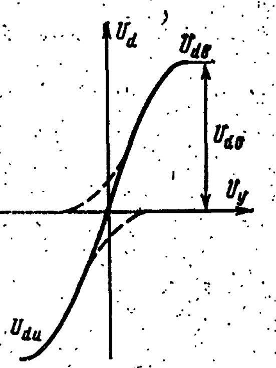


Рис. 3-20. Согласование регулировочных характеристик при $\alpha_{нач}=\pi/2$.

Среднее значение постоянного напряжения в инверторном режиме равно:

$$U_{dи}=U_{d_0}\cos\alpha= =U_{d_0}\cos(180°-\beta)=-U_{d_0}\cos\beta.$$

Это соотношение при известной зависимости угла управления от управляющего напряжения характеризует регулировочную характеристику преобразователя, т. е. зависимость выпрямленного напряжения от напряжения управления (рис. 3-20, 3-21). Регулировочная характеристика строится для определенной начальной фазировки комплектов преобразователя. Начальная фазировка определяет положение отпирающих импульсов относительно переменного напряжения при нулевом управляющем напряжении. На рис. 3-20 и 3-21 представлены регулировочные характеристики для двух крайних случаев согласования $\alpha_{нач}=\pi/2$ (рис. 3-20) и $\alpha_{нач}=2\pi/3$ (рис. 3-21). При этом одно направление выпрямленного напряжения (положительные значения управляющего напряжения) создается одним комплектом реверсивного преобразователя, второе (отрицательные значения управляющего напряжения) — другим комплектом. Случай $\alpha_{нач}=2\pi/3$ соответствует согласованию регулировочных характеристик при $L_d=0$, когда $U_d=0$ при $\alpha=120°$ (при $m=3$),

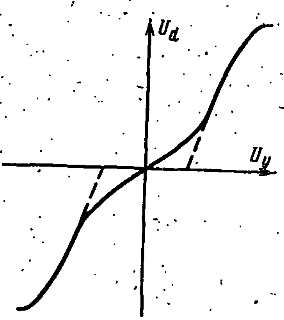


Рис. 3-21. Согласование регулировочных характеристик при $\alpha_{нач}=2\pi/3$.

а не при $\alpha=90°$, как это имеет место в случае $L_d=\infty$.

Управление обоими комплектами производится либо одновременно (совместное управление), либо попеременно (раздельное управление). При совместном управлении отпирающие импульсы подаются на тиристоры обоих комплектов тиристоров, при раздельном — лишь на тот, который в данный момент проводит ток.

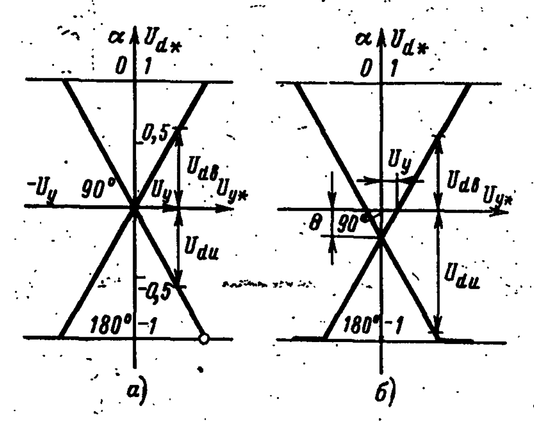


Рис. 3-22. Характеристики согласования вентильных групп реверсивного преобразователя.

а — линейное согласование; б — нелинейное согласование.

Как видно из рис. 3-20 и 3-21, согласование комплектов вентилей при нулевом сигнале управления определяет характер регулировочных характеристик преобразователя. Наиболее наглядно различные виды согласования характеризуют диаграммы рис. 3-22. На этих диаграммах по оси ординат отложены значения углов управления α и β от 0 до 180°, по оси абсцисс управляющее напряжение. Для каждого значения α на оси ординат (при определенных соотношениях между α и $U_у$) нанесены значения U_d. Таким образом, эти диаграммы позволяют ввести угол начальной фазировки и получить зависимость α_I и α_{II} во всех квадрантах.

Согласование комплектов при нулевом сигнале управления определяет характер регулировочных характеристик преобразователя. Комплекты согласуются по линейному или нелинейному закону (рис. 3-22). При линейном согласовании управление комплектами осуществляется таким образом, чтобы среднее значение постоянного напряжения одного комплекта $U_{dв}$ равнялось бы среднему значению напряжения инверторного комплекта $U_{dи}$.

При нелинейном согласовании среднее значение напряжений инверторной группы $U_{dи}$ большим $U_{dв}$, чем обеспечивается снижение уравнительных токов (рис. 3-22,*б*).

В реверсивном преобразователе, выполненном по трехфазной мостовой схеме, трансформатор может иметь одну или две вторичные обмотки. В первом случае комплекты вентилей подключаются встречно-параллельно к одной обмотке трансформатора. Такие схемы получили название противопараллельных. Другой класс реверсивных схем получил название перекрестных. В перекрестных схемах каждый из комплектов вентилей питается от своей обмотки трансформатора.

В наиболее распространенной противопараллельной схеме существуют два контура уравнительных токов. Уравнительные токи $i_{ур1}$ и $i_{ур2}$ определяются уравнительным напряжением для каждого угла управления и выбранной индуктивностью ограничивающего реактора.

С изменением углов управления комплектами вентилей α_I и α_{II} уравнительные напряжения изменяются, изменяются также их форма, фаза и частота. Уравнительные напряжения зависят также от начальной фазировки.

Линейное согласование групп реверсивного преобразователя. Начальная фазировка при линейном согласовании (рис. 3-22,*а*) выбирается в соответствии с принципом линейного согласования из условий:

$$\alpha_{I нач} = \alpha_{II нач} = \pi/2.$$

При известных индуктивных сопротивлениях ограничивающих реакторов определение мгновенных и средних значений уравнительных токов при совместном управлении сводится к решению простейших дифференциальных уравнений с нулевыми начальными условиями. Для упрощения расчета при этом полагают, что коммутация тиристоров происходит мгновенно, а активными сопротивлениями в цепи уравнительного тока пренебрегают.

Исходное уравнение имеет вид:

$$u_{ур} = L_\Sigma di_{ур}/dt,$$

где L_Σ — полная индуктивность, включенная в цепь уравнительного контура.

Напряжение $u_{ур}$ определяется для соответствующих углов управления (α_I, α_{II}).

На рис. 3-23 представлены кривые $u_{ур}$ для ряда углов управления. Из рис. 3-23 видно, что при изменении углов управления от 0 до $\pi/3$ напряжение $u_{ур}$ на интервале $\lambda_{ур} = 2\pi/3$ имеет одну пульсацию, благодаря чему частота уравнительного тока равна $3f$ (f — частота сети).

При углах больше $\pi/3$ уравнительные напряжения и токи имеют частоту $6f$ и две пульсации на интервале $\lambda_{ур}$.

Если принять для расчета уравнительных токов за начало отсчета момент равенства нулю линейного напряжения, действующего в первом контуре, то при изменении углов управления α_I от 0 до $\pi/3$ уравнительное напряжение записывается в виде

$$u_{ур1} = -\sqrt{2}U_л \sin \omega t.$$

Для первой области изменения угла управления от 0 до $\pi/3$ это уравнение справедливо при $-\alpha \leq \omega t \leq \alpha$.

Для второй области ($\alpha_I > \pi/3$) уравнение (2-189) справедливо при $(-2\pi/3+\alpha) \leqslant \omega t \leqslant (2\pi/3-\alpha)$.

При изменении углов управления $(\alpha_I = \beta_{II}) > \pi/3$ вторая пульсация уравнительного напряжения имеет вид:

$$u'_{ур1} = -\sqrt{2} U_л \sin(\omega t - \pi/3).$$

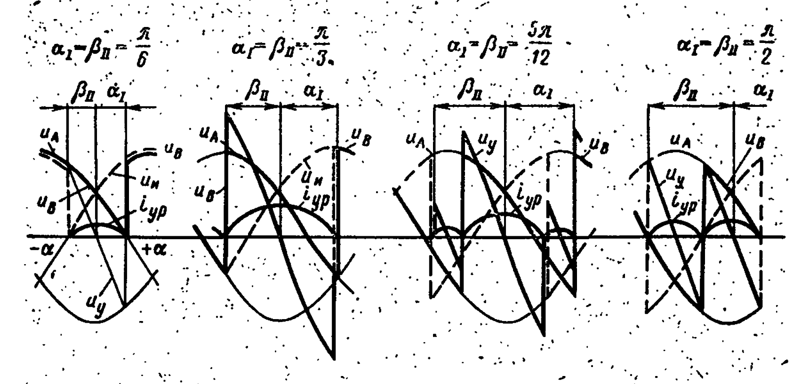


Рис. 3-23. Уравнительные напряжения и токи при линейном согласовании групп.

Решение исходного уравнения дает следующие выражения для мгновенных и средних значений уравнительных токов:

для первой области

$$i_{ур1}(t) = \frac{\sqrt{2} U_л}{\omega L_\Sigma} [\cos \omega t - \cos \alpha];$$

$$I_{ср} = \frac{\sqrt{2} U_л \cdot 3}{\pi \omega L_\Sigma} [\sin \alpha + \alpha \cos \alpha];$$

для второй области

$$i'_{ур1}(t) = \frac{\sqrt{2} U_л}{\omega L_\Sigma} [\cos \omega t - \cos(-2\pi/3 + \alpha)];$$

$$i''_{ур2}(t) = \frac{\sqrt{2} U_л}{\omega L_\Sigma} [\cos(\omega t - \pi/3) - \cos(\pi/3 - \alpha)];$$

$$I_{ср} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} U_л}{\omega L_\Sigma} [(1 - \pi\sqrt{2}/6) \sin \alpha + (\pi/2 - \alpha) \cos \alpha].$$

На рис. 3-24 построены зависимости $k'_{ср}$ и $k''_{ср}$ в функции угла управления α и 0. Коэффициенты $k'_{ср}$ и $k''_{ср}$ — отношения средних уравнительных токов к максимальному току, равному

$$I_m = \sqrt{2} U_л / \omega L_\Sigma.$$

Ограничение уравнительных токов при линейном согласовании с помощью двухобмоточных реакторов. Взаимное расположение уравнительных напряжений в двух контурах уравнительных токов противопараллельных схем при линейном согласовании групп изменяется с изменением угла управления α. При $\alpha<\pi/6$ уравнительные напряжения одновременно в двух контурах не существуют. Сдвиг между началами напряжений составляет $\pi/3$. При возрастании φ время одновременного существования уравнительных напряжений увеличивается.

При $\alpha_{I}+\beta_{II}=2\pi/3$ уравнительные напряжения существуют одновременно. При этом они противофазны.

При углах $\alpha>\pi/3$ уравнительное напряжение имеет две пульсации, одна из которых совпадает по фазе с аналогичной во втором контуре, другая — противофазна.

При $\alpha_{I}=\beta_{II}=\pi/2$ напряжения в обоих контурах равны и совпадают по фазе.

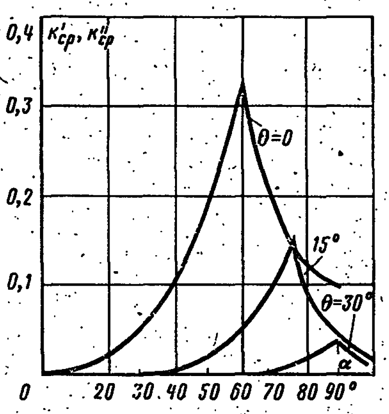


Рис. 3-24. Зависимости коэффициента средних значений уравнительных токов от α и θ.

Этот характер взаимного расположения уравнительных напряжений и токов в двух контурах позволяет использовать для ограничения уравнительных токов магнитосвязанные реакторы (см. рис. 3-17,*б*). В противопараллельной схеме реверсивного преобразователя вместо четырех реакторов устанавливаются либо два двухобмоточных реактора [Л. 71], либо один четырехобмоточный [Л. 70, 59].

Двухобмоточные уравнительные реакторы выполняются с двумя обмотками, одна из которых включается в первый уравнительный контур, а другая — во второй. Благодаря встречному по отношению к току нагрузки включению этих обмоток суммарная м. д. с. от него равна нулю, в результате чего уравнительное напряжение делится поровну между двумя реакторами, включенными в контур:

$$u'_{ур}=u''_{ур1}.$$

Для повышения сопротивления рассеяния реактор выполняется с разнесенными обмотками. Вследствие того, что суммарная м. д. с. реактора складывается из м. д. с. от токов различных контуров, она имеет знакопеременный характер.

В схеме реверсивного преобразователя с магнитосвязанными реакторами характер зависимости среднего значения тока $I_{ср}$ от угла управления α отличается от таковой для схемы с однообмоточными реакторами [Л. 72]. Зависимость $I_{ср}=f(\alpha)$ представлена на рис. 3-25. Она имеет три ярко выраженных максимума: при $\alpha_{I}=\beta_{II}=\pi/2$; при $\alpha_{I}=\beta_{II}=\pi/3$ и при $\alpha_{I}=\beta_{II}=\pi/6$. Значения токов при $\alpha_{I}=\pi/2$ и $\alpha=\pi/3$ приблизительно равны, поэтому в качестве расчетного режима, как и в случае с однообмоточными реакторами, принимается режим максимальных значений уравнительных напряжений, т. е $\alpha=\pi/3$.

На интервале изменения α от 0 до $\pi/6$ уравнительный ток в схеме с магнитосвязанными реакторами имеет в отличие от классической схемы частоту $6f$, а не $3f$ (см. рис. 3-17,б). Одна составляющая уравнительного тока вызывается собственным напряжением, действующим в контуре, а вторая — э. д. с., наведенной током второго контура. Для возникновения этой составляющей тока необходимо образование цепи из двух встречно-параллельных тиристоров, подключенных к одной фазе. Эта цепь образуется либо при одновре-

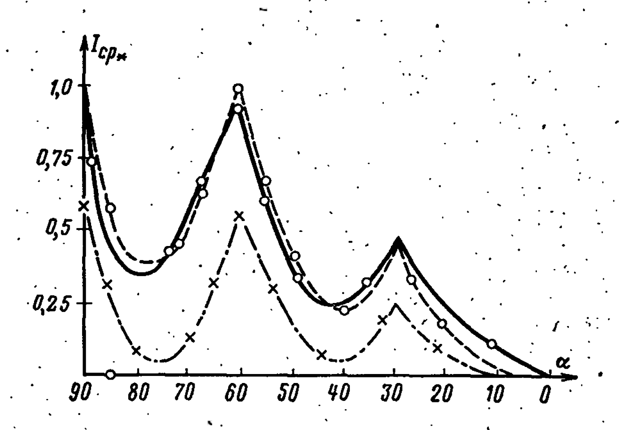


Рис. 3-25. Зависимость средних значений уравнительных токов от угла α.

менном существовании импульсов в момент возникновения э. д. с., либо при непрерывном токе через одну из групп при приходе импульса на противофазный тиристор.

При совпадении уравнительных напряжений двух контуров по амплитуде и фазе ограничение уравнительных токов в реверсивном преобразователе с магнитосвязанными реакторами осуществляется индуктивностью рассеяния обмоток реактора и трансформатора. Полное совпадение напряжений происходит лишь при углах $\alpha=\pi/2$, а при углах $\pi/3<\alpha<\pi/2$ только на части периода $\lambda_у$.

Подобный расчет уравнительных токов в схеме с двухобмоточными реакторами приведен в [Л. 72]. Использование двухобмоточных реакторов для ограничения уравнительных токов существенно сокращает массо-габаритные показатели преобразователей.

Нелинейное согласование групп вентилей реверсивного преобразователя. При нелинейном согласовании (рис. 3-22,б) начальное положение импульса управления отличается от $\pi/2$ на некоторый угол θ. Угол θ — мера рассогласования характеристик комплектов. Условие нелинейного согласования записывается:

$$\alpha_{I\,нач}+\alpha_{II\,нач}=\pi+2\theta;\quad \alpha_{I\,нач}=\alpha_{II\,нач}=\pi/2+\theta.$$

При нелинейном согласовании $\theta\neq0$ характер изменения уравнительных напряжений иной (рис. 3-26).

При углах $\alpha \leq 2\theta$ имеем $u_{ур}=0$. Если задаться условием, чтобы ни в одной точке диапазона изменения α не возникал уравнительный ток, то начальное рассогласование выбирается по выражению $2\theta = 2\pi/3$.

Условие полного нелинейного согласования записывается:

$$\alpha_{Iнач}+\alpha_{IIнач}=\pi+2\pi/3.$$

Нелинейное согласование комплектов вентилей реверсивного преобразователя при всех углах управления способствует уменьшению

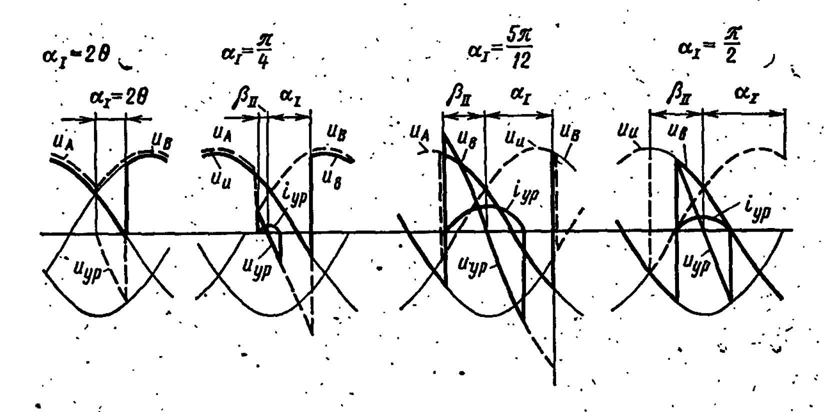


Рис. 3-26. Уравнительные напряжения и токи при нелинейном согласовании групп.

уравнительного тока. Максимум уравнительного тока сдвигается в область больших значений угла управления $\alpha=\pi/3+\theta$ (рис. 3-24). Мгновенное значение уравнительного тока при нелинейном согласовании на интервале изменения α от 2θ до $(\pi/3+\theta)$ определяется из выражения

$$i_{ур}=\frac{\sqrt{2}U_л}{\omega L_\Sigma}\left[\cos\omega t-\cos(2\theta-\alpha)\right],$$

а среднее из

$$I_{ср}=\frac{3}{\pi}\frac{U_л\sqrt{2}}{\omega L_\Sigma}\left[\sin(\alpha-2\theta)-(\alpha-2\theta)\cos(2\theta-\alpha)\right].$$

При $\alpha>\pi/3+\theta$

$$i_{ур}=\frac{\sqrt{2}U_л}{\omega L_\Sigma}\left[\cos\omega t-\cos(\alpha-2\pi/3)\right];$$

$$I_{ср}=\frac{\sqrt{2}U_л}{\omega L_\Sigma}\frac{3}{\pi}\sin(2\pi/3-\alpha)-\cos(\alpha-2\pi/3)(2\pi/3-\alpha)].$$

На рис. 3-24 построены зависимости $k_{ср}=f(\alpha,\theta)$. Начиная с $\alpha=\pi/3+2\theta$, уравнительное напряжение при нелинейном согласовании будет иметь две пульсации на интервале проводимости одного

тиристора. Поэтому выражения для мгновенного и среднего токов для углов $\alpha > (\pi/3+2\theta)$ имеют вид:

$$i'_{\text{ур}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{л}}}{\omega L_{\Sigma}} [\cos(\omega t - \pi/3) - \cos(\pi/3 - \alpha + 2\theta)];$$

$$I_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{л}}}{\omega L_{\Sigma}} \frac{3}{\pi} [2\sin(\pi/6 - \theta)\cos(\pi/2 - \alpha + \theta) -$$

$$-(2\pi/3 - \alpha)\cos(\alpha - 2\pi/3) - (\alpha - 2\theta - \pi/3)\cos(\pi/3 - \alpha + 2\theta)].$$

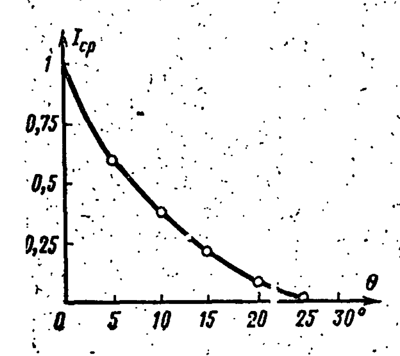


Рис. 3-27. Влияние угла рассогласования θ на среднее значение уравнительного тока в схемах с магнитосвязанными реакторами.

Нелинейное согласование уменьшает уравнительные токи и в схемах с магнитосвязанными реакторами (рис. 3-27).

Использование коротких сдвоенных импульсов для включения тиристоров изменяет картину образования уравнительных напряжений при нелинейном согласовании групп вентилей реверсивного преобразователя. В некоторых режимах при прерывистом характере уравнительных токов может быть их полное вырождение, так как возникновение уравнительного тока в этом случае возможно лишь при совпадении во времени импульсов систем управления инверторной и выпрямительной групп.

При работе одной из групп реверсивного преобразователя в выпрямительном режиме с большими углами управления (рис. 3-28) при прерывистых уравнительных токах наблюдается исчезновение уравнительного напряжения (рис. 3-28,*б*) или образование его по второму из сдвоенных импульсов инверторной группы (рис. 3-28,*а*). Уравнительное напряжение появляется по первому импульсу инвер-

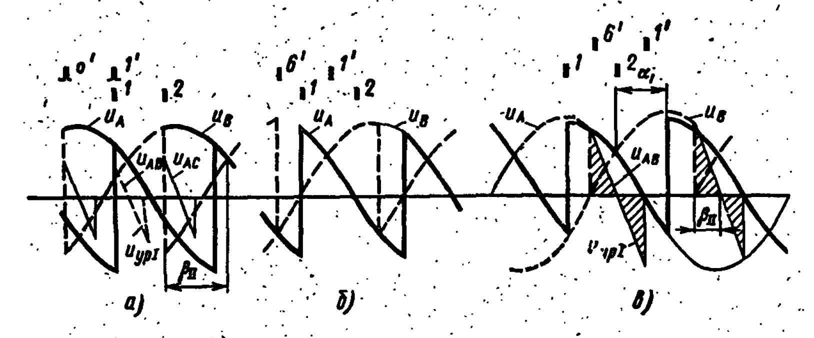


Рис. 3-28. Уравнительные напряжения при нелинейном согласовании и узких управляющих импульсах.

торной группы при достижении углом управления значения $\alpha_I = \pi/3+\theta$.

Аналогичное явление наблюдается, когда одна из групп работает в активном инверторном режиме, например при торможении двигателя (рис. 3-28,*в*).

На уравнительные напряжения оказывает влияние режим коммутации. При работе группы в выпрямительном режиме процесс

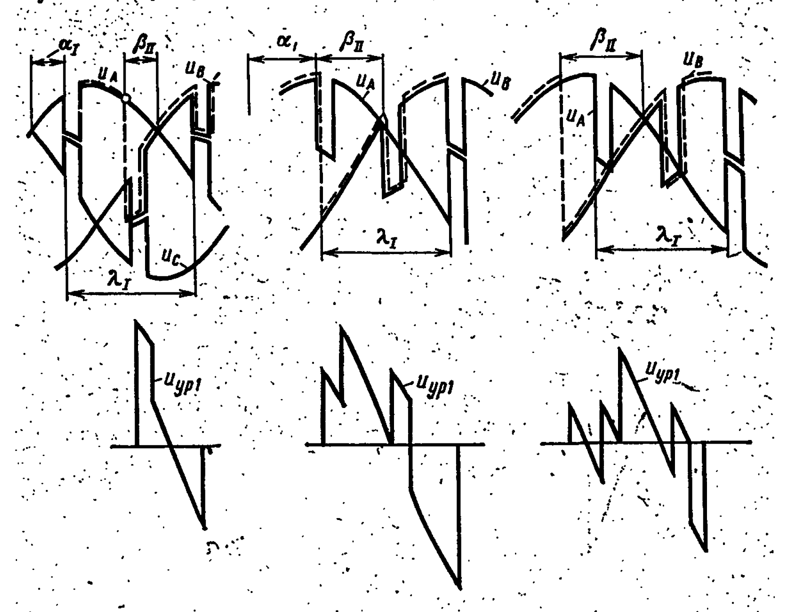


Рис. 3-29. Влияние коммутации на уравнительное напряжение в режиме выпрямления (основной группы вентилей).

коммутации приводит к увеличению уравнительного напряжения (рис. 2-29), при инверторном режиме работы группы — к уменьшению уравнительного напряжения (рис. 3-30).

Недостатками реверсивной схемы с совместным управлением являются необходимость повышения мощности трансформатора из-за протекающих уравнительных токов и увеличение габаритов всего преобразователя.

Поэтому в последние годы все большее применение находят системы с полным нелинейным согласованием и системы с раздельным управлением.

Схема с полным нелинейным согласованием групп вентилей обеспечивает исключение уравнительных токов во всех статических и динамических режимах, исключающих образование динамических уравнительных токов.

При полном нелинейном согласовании групп вентилей преобразователь работает в режиме однокомплектного нереверсивного преобразователя. Поскольку обеспечение устойчивой работы реверсив-

ного преобразователя с полным нелинейным согласованием не связано с появлением новых элементов в системе регулирования, а преимущества за счет сокращения массо-габаритных показателей преобразовательных устройств велики, то, несмотря на некоторые недостатки этого способа согласования, он нашел широкое применение для ряда механизмов, не предъявляющих больших требований к качеству переходных процессов.

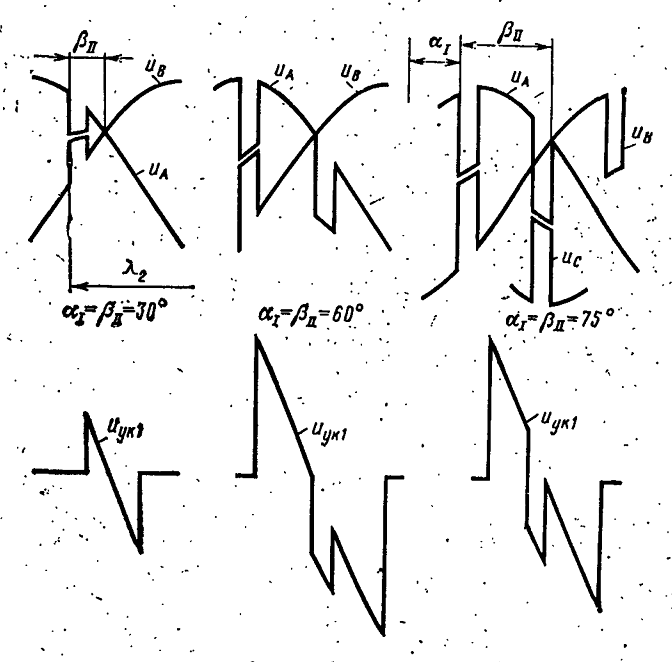


Рис. 3-30. Влияние коммутации на уравнительное напряжение в режиме инвертирования тока нагрузки.

Схема с полным нелинейным согласованием выполняется либо при совместном управлении комплектами, либо при раздельном управлении. В первом случае управляющие импульсы подаются на вентили обоих комплектов. Они существуют во всех режимах. При работе одного комплекта в выпрямительном режиме во втором комплекте импульсы находятся на ограничении в зоне $\beta_{мин}=0\div5°$.

Раздельное управление при полном нелинейном согласовании предусматривает необходимость блокирования импульсов неработающего комплекта в интервале, близком к углам $\beta_{мин}$. Импульсы возникают вновь в этой же зоне при смене направления задания.

С целью обеспечения надежной работы инвертора в момент возникновения импульсов необходимо введение ограничения по $\alpha_{мин}$.

Схема с полным нелинейным согласованием имеет ряд недостатков:

1) появление люфта в регулировочной характеристике;

2) значительная пауза тока при реверсе;

3) ухудшение динамических показателей реверсивных преобразователей при работе на противо-э. д. с. и индуктивную нагрузку;

4) значительная временная зона прерывистых токов, и как результат этого изменение свойств преобразователя в зависимости от нагрузки;

5) необходимость ограничения быстродействия, накладываемая условием возникновения динамических уравнительных токов.

Успешная реализация систем с нелинейным согласованием стала возможной лишь с применением быстродействующих систем автоматического регулирования электроприводов, которые уменьшили значение многих из перечисленных выше недостатков.

Реверсивные преобразователи с раздельным управлением. Реверсивный преобразователь с раздельным управлением выполняется с логическим устройством, обеспечивающим снятие импульсов с комплекта, кончающего работу, и подачу импульсов через некоторое время на комплект, вступающий в работу. Снятие и подача импульсов осуществляются при нуле тока или в момент выключения всех тиристоров.

Реверсивный преобразователь с раздельным управлением имеет внешние характеристики, аналогичные характеристикам нереверсивного преобразователя. Для этих характеристик характерны увеличенная зона прерывистых токов, более крутое падение напряжения в зависимости от тока и повышенные пульсации выпрямленного тока.

При реверсе в этой схеме возникает пауза в токе длительностью 2—10 мс. Кроме того, благодаря значительной зоне прерывистого тока и нелинейности характеристик для этой схемы характерна также неоднозначность напряжений при реверсе.

Исходя из перечисленного очевидно, что наиболее экономичный вид реверсивного преобразователя с раздельным управлением может с успехом применяться лишь в комплекте со специальными регуляторами, реагирующими как на изменение регулируемых параметров, так и на изменение вида характеристики регулируемого объекта, с использованием новейших схемотехнических решений, обеспечивающих точность переключений, уменьшение времени пауз и увеличение чувствительности измерительных органов.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

4-1. НАЗНАЧЕНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ. ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Включение тиристора (переход в состояние высокой проводимости) происходит при наличии положительного напряжения на его аноде и при наличии положительного сигнала на его управляющем электроде.

Действие управляющего электрода сводится к управлению только моментом включения тиристора. После

включения тиристора, форма и длительность управляющего сигнала (в определенных пределах) не оказывают решающего значения, поскольку ток тиристора в открытом состоянии определяется параметрами внешней силовой цепи. Это свойство тиристора используется в импульсно-фазовом способе управления, который заключается в следующем. Система управления (СУ) формирует импульсы, которые подаются на управляющий электрод и включают тиристоры в определенный момент времени. Мощность и длительность импульса выбираются достаточными для надежного включения любого стандартного тиристора данного типа. Четкость момента включения достигается при высокой крутизне переднего фронта импульса. Изменение фазы управляющего импульса осуществляется по сигналу от автоматического регулятора или программного устройства, что позволяет управлять выходными параметрами выпрямителя в требуемом диапазоне. Изменением фазы управляющих импульсов можно получить ограничение тока на определенном уровне или его изменение по определенному закону.

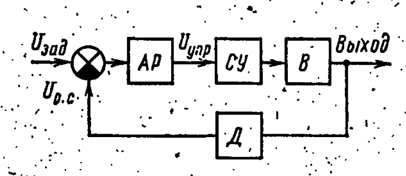


Рис. 4-1. Структурная схема САР выпрямителя.

В — выпрямитель; *СУ* — система управления; *АР* — автоматический регулятор; *Д* — датчик регулируемой величины.

В реверсивных преобразователях с раздельным управлением СУ позволяет исключить протекание уравнительных токов с минимальной бестоковой паузой при переключении вентильных групп.

Автоматический регулятор в совокупности с СУ и самим выпрямителем образует замкнутую систему автоматического регулирования (АР). Структурная схема системы автоматического регулирования приведена на рис. 4-1. Замкнутая система обеспечивает высокую степень регулирования независимо от причин, вызывающих отклонение регулируемого выходного параметра от заданного значения.

При работе выпрямителей происходят периодические коммутации тока в тиристорах. Резкие изменения тока и напряжения в силовой цепи, а также высокочастотные колебания из-за паразитных емкостей и индуктивностей оказывают нежелательное влияние в виде помех

как на цепь управляющего перехода тиристора, так и на СУ. В свою очередь СУ может оказаться также источником помех. Поэтому при проектировании СУ необходимо учитывать высокий уровень помех, возникающий при работе силовой схемы выпрямителя и его СУ.

Таким образом, основное назначение СУ и АР выпрямителя сводится к следующему:

1. Создание m-фазной (синхронной или асинхронной по отношению к питающей сети) системы управляющих импульсов, которые способны включить любой тиристор, используемый в выпрямителе и удовлетворяющий техническим условиям на тиристор данного типа.

2. Преобразование управляющего сигнала в соответствующее фазовое положение импульсов относительно переменного напряжения питающей сети с целью изменения выходных параметров выпрямителя, а также защиты выпрямителя в аварийных режимах.

3. Обеспечение устойчивой и надежной работы выпрямителя во всех заданных режимах при резких изменениях нагрузки, при колебаниях напряжения и частоты питающей сети и т. п.

4. Устранение возможных случайных сигналов-помех, способных включить тиристор.

5. Обеспечение надежной работы реверсивных преобразователей без протекания уравнительных токов (раздельное управление).

6. Система автоматического регулирования должна удовлетворять требованиям устойчивости, точности поддержания регулируемого параметра, качества переходного процесса и т. п.

В соответствии с основным назначением СУ выпрямителя ее структурная схема может быть представлена в виде трех функциональных элементов (рис. 4-2): фазосдвигающего устройства (ФСУ), логического устройства (ЛУ) и выходного устройства (ВУ).

В зависимости от назначения выпрямителя к его системе управления и регулирования предъявляются различные технические требования. С развитием силовой полупроводниковой техники последние непрерывно изменяются, совершенствуются и дополняются, однако из всего многообразия требований можно выделить ряд основных требований, условно разделив их на две группы. Требования первой группы определяются типом

используемых полупроводниковых приборов и являются общими для всех типов выпрямителей, а также для других тиристорных устройств (преобразователей частоты, инверторов, коммутационных и защитных устройств). Ко второй группе относятся специальные требования, которые определяются конкретным назначением выпрямителя: структурой его силовой схемы, статическими, динамичскими параметрами и характеристиками, надежностью и т. п.

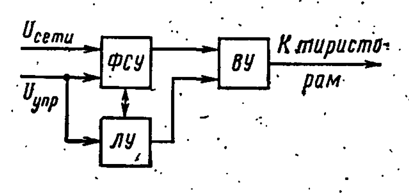


Рис. 4-2. Структурная схема СУ выпрямителя.

ФСУ — фазосдвигающее устройство; *ЛУ* — логическое устройство; *ВУ* — выходное устройство.

Согласно требованиям первой группы выходное устройство СУ должно обеспечивать:

1. Включение одного или нескольких последовательно или параллельно соединенных тиристоров.

2. Гальваническую развязку СУ от силовой части преобразователя.

3. Возможность генерирования импульсов во всем диапазоне изменения углов управления, определяемом силовой схемой преобразователя, нагрузкой и параметрами сети.

4. Удержание тиристоров или повторное включение их в зоне проводимости при прерывистых токах преобразователя в статических и динамических режимах.

5. Элементы схем ВУ, так же как и остальные элементы СУ, должны быть технологичны, унифицированы, не требовать подбора параметров и обеспечивать высокую надежность и помехоустойчивость.

Приведенные требования являются основными (общими), из которых в зависимости от силовой схемы выпрямителя и ее назначения, типов тиристоров и мощности преобразователя можно сформулировать более конкретные технические требования, определяющие технические параметры управляющих импульсов (форма импульса и длительность фронта, число импульсов за один период и их длительность, амплитуды напряжения и тока управления).

Так, ВУ выпрямителей и реверсивных преобразователей для электроприводов средней мощности, выполненных по трехфазной мостовой схеме и содержащих

одиночные тиристоры или только параллельно включенные тиристоры, должны обеспечивать:

1. Длительность фронта импульсов тока управления между уровнями 0,1—0,9 установившегося значения не менее 3—4 мкс при двукратной форсировке тока управления в начальной части импульса.

2. Формирование за период двух импульсов, следующих друг за другом через 60° (в установившемся режиме), длительностью 400—500 мкс.

3. Диапазон изменения угла управления не менее 170°.

4. Сохранение длительности импульса при скачкообразных изменениях угла управления, при включении и отключении выходных устройств с частотой 300 Гц (для реверсивных схем со сканирующей логикой системы раздельного управления преобразователями) и др.

При последовательном соединении тиристоров требования к одновременности включения тиристоров, а следовательно, и к крутизне управляющих импульсов более жесткие — длительность фронта тока управления должна быть не более 1 мкс при 3—3,5-кратной форсировке.

Тиристорные преобразователи большой мощности (последовательно соединенные мосты, высоковольтные преобразователи и др.) требуют, как правило, в режимах прерывистых токов многократного (более 2 раз) включения тиристоров в зоне проводимости. Для обеспечения нормальной работы этих преобразователей выходные устройства должны вырабатывать за период либо один широкий импульс длительностью 120°, либо два импульса длительностью по 35°, следующих через 60° (по крайней мере для последовательно соединенных мостов с поочередным управлением), либо несколько коротких импульсов (принцип следящего импульса).

Требования, составляющие вторую группу, относятся к информационной и логической части СУ и касаются таких показателей, как порядок следования управляющих импульсов, их синхронизация с сетью, симметрия, диапазон изменения угла управления, помехозащищенность и т. д. Рассмотрим эти требования более подробно.

1. Очередность работы тиристоров выпрямителя определяется структурой силовой части и фазностью выпрямителя. Частота следования импульсов управле-

ния определяется частотой питающей сети. В общем случае m-фазного выпрямителя включение тиристоров происходит через промежутки времени, равные $\omega T/m$, где ω и T — угловая частота и период напряжения питающей сети, m — фазность схемы выпрямителя по частоте пульсации в выпрямленном напряжении u_d. В этом случае СУ и АР должны формировать последовательности управляющих импульсов на каждый тиристор, обеспечивая заданную очередность их включения.

2. При постоянном сигнале управления интервалы между управляющими импульсами, подаваемыми на очередные (в порядке включения) вентили, равны $\omega T/m$. Отклонение интервалов между импульсами от $\omega T/m$ называется асимметрией управляющих импульсов. Асимметрия импульсов приводит к различной длительности протекания тока через тиристоры, к появлению на входе и выходе выпрямителя низкочастотных составляющих, плохо поддающихся фильтрации. В зависимости от назначения выпрямителя допустимая асимметрия управляющих импульсов должна быть в пределах 0,5—3° [Л. 25, 28]. При этом указанный допуск на асимметрию импульсов необходимо соблюдать во всем диапазоне изменения угла управления.

3. Требуемый диапазон изменения угла управления определяется силовой схемой выпрямителя, параметрами питающей сети, режимами его работы и характером нагрузки. Например, для изменения выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя, работающего на активную нагрузку, от максимального значения до нуля требуется изменение угла от 0 до 120°. При работе на активную нагрузку требуемый диапазон угла регулирования равен 90° (см. гл. 2).

Для ограничения аварийного тока выпрямителя (с введением в инверторный режим) и для реверсивных преобразователей требуется более широкий диапазон регулирования, доходящий до 180°.

Более того, СУ должна обеспечивать не только изменения фазы в заданном диапазоне, но иметь возможность точного ограничения предельных углов управления $\alpha_{мин}$ и $\alpha_{макс}$.

4. Характер зависимости выпрямленного напряжения U_d выпрямителей от сигнала управления определяется регулировочной характеристикой СУ (зависимость

сдвига фазы управляющих импульсов от сигнала управления). Обычно требуется арккосинусоидальная или линейная регулировочная характеристика СУ.

5. При проектировании СУ и АР необходимо учитывать, что при работе выпрямителя в питающей сети возникают коммутационные искажения. Через цепи синхронизации указанные искажения проникают на вход СУ и вызывают нежелательные явления (нарушение устойчивости и др.). Необходимо проектировать СУ и АР таким образом, чтобы исключить или уменьшить влияние питающей сети на свойства выпрямителя.

6. При проектировании СУ необходимо стремиться к отсутствию ограничения быстродействия выпрямителя со стороны СУ.

7. Однако при стремлении разработать СУ с максимальным быстродействием необходимо учитывать и помехозащищенность СУ. При коммутации вентилей выпрямителя возникает высокий уровень помех, в результате чего могут произойти как ложные включения тиристоров, так и сбои непосредственно в СУ и АР.

8. Вопрос помехоустойчивости СУ тесно связан с ее надежностью. От современных устройств требуется высокая степень надежности. Надежность СУ и АР определяется сложностью схемы, числом и качеством, типом и условиями работы применяемых элементов. Тем не менее она должна соответствовать надежности выпрямителя.

9. Автоматический регулятор должен поддерживать значения регулируемого выходного параметра выпрямителя в зоне требуемых значений. В техническом задании на выпрямитель указывается, с какой точностью должен поддерживаться регулируемый параметр в установившихся и переходных режимах.

Кроме рассмотренных требований, к СУ и АР обычно предъявляется и ряд других требований, касающихся температурной стабильности, потребляемой мощности, массы, габаритов и т. д.

Для реализации элементов СУ и АР, удовлетворяющих перечисленным требованиям, существует большое число устройств, известных в смежных с электротехникой областях (радиотехнике, вычислительной и импульсной технике). Предыдущее развитие СУ и АР шло по пути применения разнообразных схем. Однако в настоящее время появились работы по классификации

схем, их сравнению и выработке унифицированных схем и конструктивных решений [Л. 26—32].

В качестве критериев для классификации и сравнения СУ могут быть приняты [Л. 26]:

1) способы представления и обработки информации (аналоговый, цифровой или комбинированный);

2) способы формирования многофазной системы управляющих сигналов (одноканальные или многоканальные);

3) способы реализации основных функций;

4) наличие или отсутствие обратных связей (разомкнутые или замкнутые).

Согласно первому признаку СУ и АР делятся на аналоговые и цифровые [Л. 33—39]. В аналоговых СУ и АР входной непрерывный сигнал преобразуется в выходной сигнал, который квантуется по времени (управление тиристорами происходит дискретно), причем значения фазового сдвига выходного сигнала изменяются непрерывно. В цифровых СУ выходной сигнал, кроме квантования по времени, может принимать только дискретные значения (квантование по уровню). Расстояние между шагом квантования называется единицей дискретности. Дискретность значений выходного сигнала приводит к ошибке в отработке требуемого угла управления выпрямителя. Ошибка зависит от шага квантования, т. е. от числа возможных значений выходного сигнала. Таким образом, уменьшая шаг квантования, можно получить практически любую заданную точность отработки управляющего сигнала. Однако уменьшение шага квантования (единицы дискретности) приводит к увеличению числа элементов и усложнению СУ и АР. Возможности цифровых СУ по точности существенно превышают возможности существующих аналоговых СУ. В то же время с развитием микроэлектроники технико-экономические показатели (стоимость, надежность, габариты и т. д.) этих СУ будут непрерывно улучшаться. Даже существующие интегральные микросхемы позволяют создать компактные цифровые СУ и АР. Однако наибольшее распространение в настоящее время получили аналоговые СУ. В данной главе рассматриваются только аналоговые СУ.

Согласно второму признаку классификации СУ делятся на одно- и многоканальные структуры. Существо многоканальной структуры СУ состоит в том, что каж-

дый вентиль или группа вентилей, относящихся к одному управляемому плечу выпрямителя, управляется отдельным каналом (рис. 4-3). В общем случае многоканальные СУ содержат m каналов управления, в каждом из которых имеются устройства синхронизации с сетью, фазового сдвига, формирования и усиления управляющих импульсов. Каждый канал СУ работает с частотой питающей сети, поэтому его синхронизация

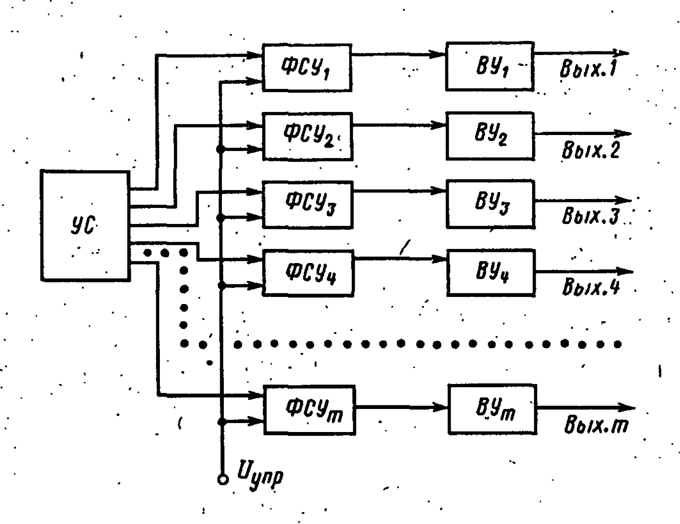


Рис. 4-3. Структурная схема многоканальной СУ.
УС — устройство синхронизации; *ФСУ*$_1$—*ФСУ*$_m$ — фазосдвигающие устройства; *ВУ*$_1$—*ВУ*$_m$ — выходные устройства.

с сетью не вызывает затруднений. Распределение управляющих сигналов по каналам осуществляется самим входным сетевым напряжением с помощью трансформатора.

Многофазное переменное напряжение определяет начало отсчета угла управления α в каждом канале СУ. Фазовый сдвиг управляющих импульсов задается сигналом управления, обычно общим для всех каналов. Поскольку каждый канал управления работает с частотой, равной частоте сети, фазовый сдвиг управляющих импульсов равен фазовому сдвигу, создаваемому фазосдвигающим устройством канала. В пределе фазовый сдвиг может быть равен 360°.

Свойства многоканальной СУ определяются ее структурой. Простота СУ состоит в отсутствии распределителя импульсов по каналам, в простом способе получения фазового сдвига. Высокое быстродействие многоканальной СУ является наиболее существенным достоинством данной структуры.

Наряду с положительными качествами многоканальная структура СУ обладает и рядом недостатков, основ-

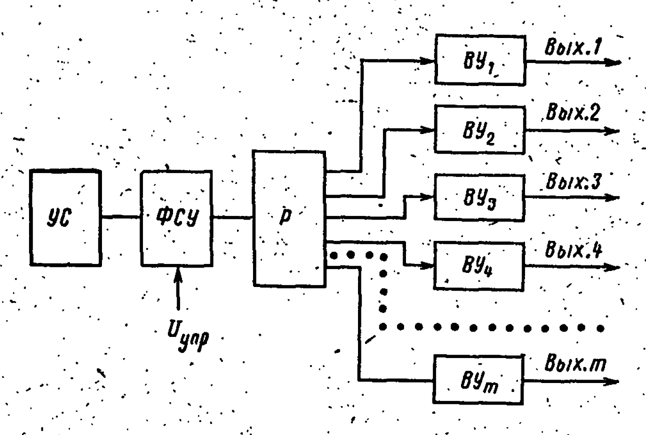


Рис. 4-4. Структурная схема одноканальной СУ.

УС — устройство синхронизации; *ФСУ* — фазосдвигающее устройство; *Р* — распределитель импульсов; $ВУ_1$—$ВУ_m$ — выходные устройства.

ной из которых состоит в большой асимметрии управляющих импульсов. Каждый канал такой структуры содержит синхронизирующее и фазосдвигающее устройства, одно из которых определяет начало отсчета угла, второе — точность отработки управляющего сигнала. Невозможность создания нескольких идентичных устройств (даже из-за технологического разброса параметров) приводит к погрешности в отработке управляющего сигнала. Точность отработки зависит от точности синхронизации и точности преобразования управляющего напряжения в угол управленния. Для аналоговой многоканальной СУ асимметрия обычно составляет ±3° [Л. 28, 29].

Более высокой точности отработки управляющего сигнала, а тем самым и более высокой симметрии управляющих импульсов можно добиться в одноканаль-

ной СУ. Структурная схема такой СУ приведена на рис. 4-4.

Существо одноканальной СУ состоит в том, что угол управления для каждой фазы выпрямителя формируется одним и тем же устройством ФСУ с последующим распределением управляющих сигналов по каналам усиления и формирования. Основное достоинство такой структуры СУ состоит в высокой симметрии управляющих импульсов, которая определяется самой структурой СУ, а не настройкой отдельных блоков. Возможная асимметрия импульсов определяется только точностью синхронизации СУ с питающей сетью. Асимметрия импульсов, связанная с фазовым преобразованием импульсов, отсутствует. Обычно асимметрия управляющих импульсов в одноканальной структуре не превосходит 0,5°.

Другим преимуществом данной структуры СУ является простота ее настройки, так как исключается необходимость в идентичности параметров отдельных каналов.

Однако и эта структура СУ не лишена недостатков, основные из которых состоят в сложности синхронизации с сетью (необходимости формирования одноканальной последовательности кратной частоты) и осуществления ее фазового сдвига в широком диапазоне изменения угла управления. Фазовый сдвиг одноканальной последовательности обычно осуществляется путем пропускания ее через несколько последовательно соединенных управляемых задержек [Л. 30, 32, 40]. Фазовый сдвиг одной ячейки равен:

$$\alpha_i = 2\pi \frac{T_п - t_{восст}}{mT_п},$$

где $T_п$ — период следования одноканальной последовательности, а $t_{восст}$ — время восстановления ячейки в исходное состояние. Число ячеек k в ФСУ определяется требуемым суммарным диапазоном изменения угла α:

$$k = \alpha / \alpha_i.$$

Наличие нескольких последовательно включенных ячеек задержки ограничивает быстродействие одноканальной СУ.

Из других типов одноканальных синхронных СУ следует отметить схемы с управляемым генератором

переменной частоты (рис. 4-5) [Л. 35] и схемы, в которых ФСУ выполнено дискретным или непрерывно-дискретным [Л. 32, 33]. В последнем случае предполагается большой шаг дискретности в сочетании с плавным изменением угла внутри шага. Схема с управляемым генератором строится по замкнутому контуру.

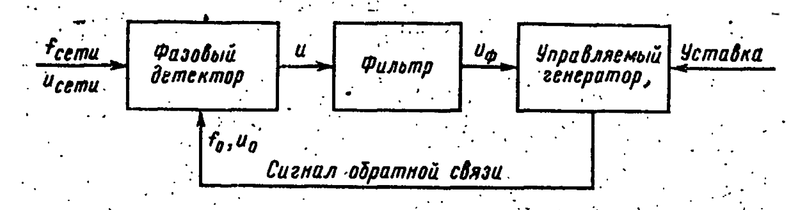


Рис. 4-5. Структурная схема синхронной СУ с управляемым генератором переменной частоты.

Для синхронизации управляющих импульсов с сетью используется фазовый (или фазочастотный) детектор. Сигнал с последнего регулирует частоту генератора таким образом, что она совпадает с частотой сети.

Широкое распространение получила модификация одноканальных СУ, когда одно фазосдвигающее устрой-

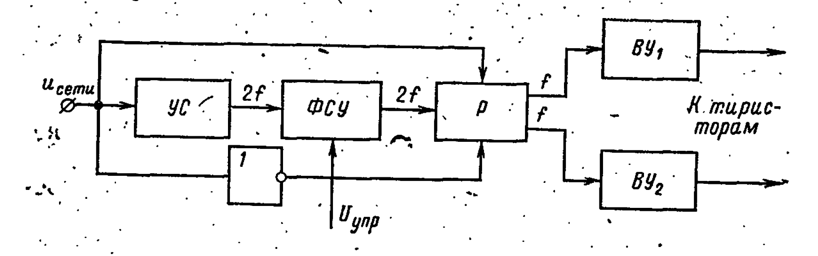


Рис. 4-6. Структурная схема одного канала трехканальной СУ. Обозначения те же, что и на рис. 4-4.

ство используется только для противофазных управляющих импульсов [Л. 29, 41]. На рис. 4-6 приведена схема одного канала СУ для управления трехфазным мостовым выпрямителем. В такой схеме исключается асимметрия противофазных импульсов, что позволяет в выпрямленном напряжении свести к минимуму пульсации с основной частотой питающего напряжения.

В настоящее время находят широкое применение асинхронные одноканальные СУ, в которых одноканальная последовательность импульсов формируется независимым генератором управляемой частоты [Л. 29, 30, 40]. Изменение угла управления выпрямителя достигается расстройкой частоты генератора относительно

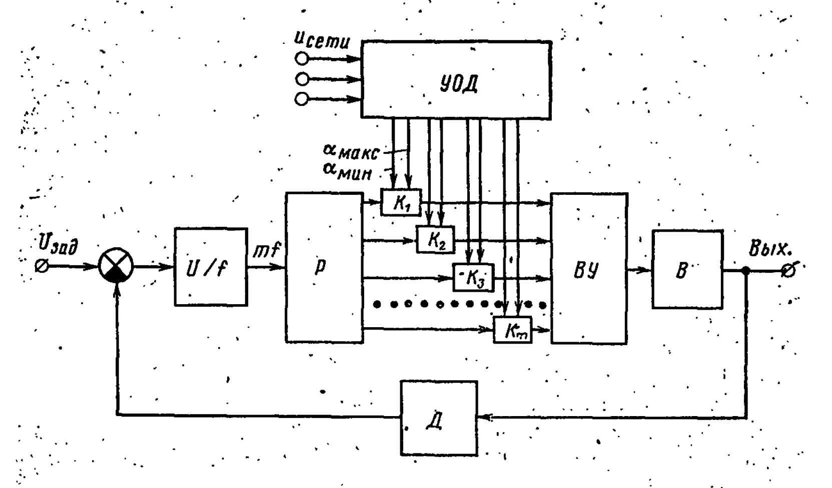


Рис. 4-7. Структурная схема асинхронной СУ.

В — выпрямитель; *Д* — датчик; *U/f* — преобразователь напряжение — частота; *Р* — распределитель импульсов; *К* — ключи; *УОД* — устройство ограничения диапазона; *ВУ* — выходное устройство.

частоты питающей сети в ту или другую сторону (рис. 4-7). Правильное распределение импульсов по каналам осуществляется в этом случае распределителем *Р*. Для предотвращения выпадания из синхронизма последовательности импульсов относительно сети в каждом канале управления предусмотрена схема *К*, которая открывает путь следования управляющего импульса при минимальном угле $\alpha_{мин}$ и закрывает его при максимальном угле $\alpha_{макс}$. Уставки порогов срабатывания схемы *К* синхронизированы с сетью при помощи устройства ограничения диапазона УОД, которое имеет регулировку уставок углов $\alpha_{мин}$ и $\alpha_{макс}$.

Способ управления вентилями с помощью регулируемого по частоте генератора импульсов позволяет в рабочем диапазоне изменения фазы создать симметричную систему управляющих импульсов при значительных искажениях напряжения питающей сети.

Наличие сигнала обратной связи по регулируемому параметру (U_d или I_d) в одноканальной синхронной СУ является обязательным, поскольку он обеспечивает стабилизацию углов включения тиристоров.

Основное преимущество асинхронной СУ состоит в независимости режима СУ от питающего напряжения. Для СУ с синхронизацией от сети характерна бо́льшая асимметрия управляющих импульсов как для одноканального, так и для многоканального вариантов, чем для асинхронной СУ. До сих пор проблемным вопросом для синхронных СУ остается получение высокой точности синхронизации при наличии искажений напряжений питающей сети. Применение сетевых фильтров на входе СУ позволяет устранить амплитудные искажения, но одновременно фильтр вносит дополнительную фазовую погрешность в синхронизирующее напряжение. Более того, при наличии коммутационных искажений в сети и фильтра на входе СУ основная гармоника синхронизирующего напряжения имеет непостоянную фазу.

Проведенный обзор и сравнение одноканальных и многоканальных структур СУ позволяют сделать следующие рекомендации по их применению. Многоканальные СУ наиболее целесообразно применять в устройствах, где определяющим фактором является их быстродействие и не требуется высокая симметрия импульсов для исключения подмагничивания входного трансформатора и облегчения фильтрации выпрямленного напряжения.

Одноканальные синхронные СУ целесообразно применять в устройствах, где определяющим фактором является необходимость симметрии управляющих импульсов.

Применение асинхронных СУ целесообразно в условиях сильных искажений питающей сети.

4-2. СИСТЕМЫ ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

В данном параграфе будут рассмотрены только синхронные СУ и их элементы. Синхронные СУ (одно- и многоканальные) состоят из следующих основных элементов:

1) синхронизирующего устройства (УС), обеспечивающего синхронизацию последовательности импульсов с сетевым питающим напряжением;

2) фазосдвигающего устройства (ФСУ), преобразующего управляющий сигнал в соответствующее фазовое положение последовательности импульсов относительно сетевого питающего напряжения;

3) устройства предварительного формирования, обработки и усиления управляющих импульсов. Это устройство выполняет различные логические операции, связанные с режимом работы силовой схемы выпрямителя или самой СУ: прекращение подачи управляющих импульсов в аварийных режимах, удвоение импульсов в случае использования узких управляющих импульсов, распределение импульсов по каналам управления и т. д. Кроме того, оно предназначено для формирования импульсов заданной длительности и их усиления;

4) выходного устройства (ВУ), осуществляющего окончательное формирование и усиление импульсов управления.

Наличие всех указанных устройств или четкое разделение СУ на такие устройства не является обязательным, поскольку некоторые функции СУ могут быть объединены в одном элементе. Способы технической реализации указанных устройств могут быть различны как по типу применяемых элементов, так и по принципу действия схемы. Наибольший интерес представляет, естественно, современная элементная база — интегральные микросхемы, поэтому анализу СУ на этих элементах и будет уделяться наибольшее внимание.

а) Синхронизирующие устройства

Функции УС зависят от принятой структуры СУ. В многоканальной СУ каждый канал работает с частотой питающей сети, и его синхронизация с сетью не вызывает особых затруднений. Для таких СУ функции синхронизации импульсов с сетевым напряжением и распределения импульсов по каналам управления выполняются в одном устройстве УС.

До сих пор наиболее распространенной и самой простой схемой УС для многоканальной СУ является многообмоточный трансформатор. Первичная обмотка трансформатора подключается в цепь переменного тока,

а со вторичных обмоток снимается синхронизирующее переменное напряжение. Напряжения управляющих сигналов в каждом канале между собой сдвинуты в случае m-фазного выпрямителя на угол $\omega T/m$.

Существенным недостатком подобной схемы является то, что искажение формы кривой питающего напряжения нарушает симметрию выходных импульсов.

Часто для устранения указанного недостатка применяются входные фильтры или схемы, фиксирующие момент прохождения питающего напряжения через нуль.

Встречаются самые разнообразные входные фильтры: простые одно- и двухзвенные RC-фильтры, настроенные или ненастроенные LC-фильтры [Л. 29, 42].

При наличии коммутационных искажений в питающем напряжении фазовое положение основной гармоники этого напряжения является непостоянным и зависит от степени искажений. Фильтры на входе УС выделяют основную гармонику напряжения, однако синхронизация управляющих импульсов СУ с питающим напряжением оказывается нежесткой. В результате этого регулировочная характеристика СУ имеет дрейф, который зависит от коммутационных искажений питающего напряжения. Это явление необходимо учитывать как при анализе устойчивости СУ и АР выпрямителя, так и при выборе диапазона изменения угла управления. Особо важен учет дрейфа характеристики при работе преобразователя в инверторном режиме, где необходимо давать дополнительный запас по углу управления на восстановление запирающих свойств тиристора.

Наличие фильтра на входе УС приводит также к асимметрии управляющих импульсов из-за технологического разброса параметров фильтра. Для устранения этого недостатка существуют различные методы. Один из них состоит в соответствующем выборе параметров фильтра. Например, для трехфазных выпрямителей обычно применяют RC-фильтры, обеспечивающие фазовый сдвиг напряжения на угол $\operatorname{tg}\varphi=\omega RC$, близкий к нулю (5—7°), либо на угол 30°, либо 60°. Первый вариант пригоден только для малоискаженной питающей сети, поскольку он не обеспечивает достаточную степень фильтрации. Применение RC-фильтров с указанными значениями фазового сдвига 30 и 60° позволяет получить достаточно отфильтрованное напряжение, одна-

ко такие фильтры работают на наиболее крутом участке фазочастотной характеристики фильтра (рис. 4-8). Поэтому небольшие технологические допуски на параметры элементов фильтра (±2 или ±5%) приводят к большой фазовой асимметрии (1—3°). Применение *RC*-фильтров с фазовым углом, близким к 90° (85—87°), позволяет исключить указанный недостаток *RC*-фильтров. Действие *RC*-фильтра с указанной фазовой характеристикой подобно действию реактора с большой индуктивностью на входе синхронизирующего устройства, который полностью фильтрует входной ток. *LC*-фильтры осуществляют хорошую фильтрацию синхронизирующего напряжения, однако их применение ограничено из-за нетехнологичности, связанной с изготовлением и настройкой катушек индуктивности.

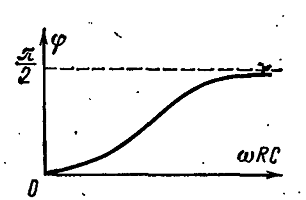


Рис. 4-8. Фазочастотная характеристика RC-фильтров.

В одноканальных синхронных СУ наличие входного фильтра также необходимо, и все вопросы, связанные

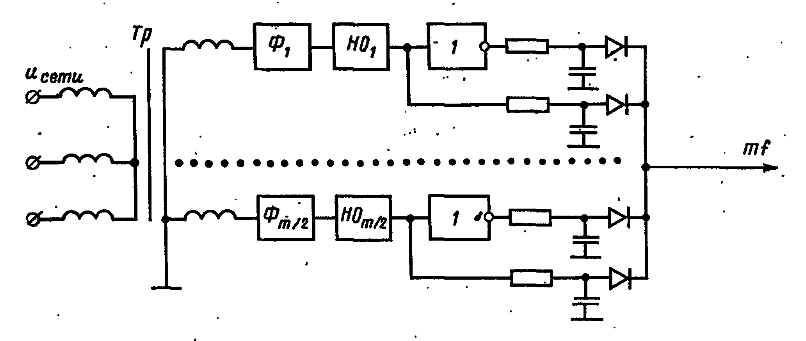


Рис. 4-9. Формирователь последовательности импульсов для одноканальной СУ.

$Ф_1$—$Ф_{m/2}$ — входные фильтры; $НО_1$—$НО_{m/2}$ — нуль-органы.

с дрейфом регулировочной характеристики, требуют решения.

В одноканальных СУ возникает необходимость формирования одноканальной последовательности сигналов, частота которой кратна частоте сети (равна *mf*). В синхронных системах указанная последовательность фор-

мируется непосредственно из напряжения питающей сети. Существует много схем формирования одноканальной последовательности, выполненных на базе умножителей частоты, синхронизируемых генераторов и т. д.

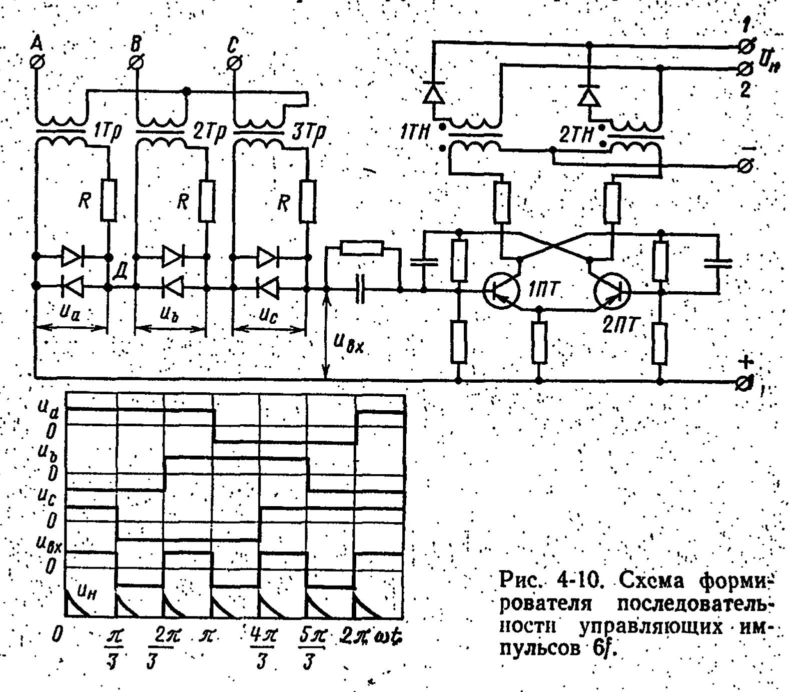


Рис. 4-10. Схема формирователя последовательности управляющих импульсов $6f$.

На рис. 4-9 и 4-10 приведены две схемы формирования последовательности mf в моменты перехода синхронизирующего напряжения каждой фазы через нуль.

б) Фазосдвигающие устройства

Наиболее важной частью СУ является ФСУ, так как оно выполняет основное ее назначение.

Рассмотрим некоторые схемы ФСУ и то, как учитываются указанные требования в схемах ФСУ.

Анализ существующих схем СУ тиристорными преобразователями показывает, что в основном применяются три вида ФСУ: устройства с использованием горизонтального, вертикального способов управления и устройства с мостовыми фазовращателями [Л. 19, 29, 43].

Схемы с горизонтальным управлением и мостовые фазовращатели имеют ограниченное быстродействие. Практически безынерционное управление может быть получено в ФСУ, использующих вертикальный способ управления. Одновременно развитие микроэлектроники открывает новые возможности по совершенствованию именно этого способа управления [Л. 46, 47].

Способ вертикального управления состоит в сравнении переменного (опорного) напряжения с постоянным изменяемым управляющим напряжением. Формирование управляющего импульса происходит в момент равенства этих напряжений, который фиксируется узлом сравнения (компаратором). При изменении постоянного управляющего напряжения изменяется фаза выходного импульса относительно опорного напряжения, а тем самым и напряжения питающей сети.

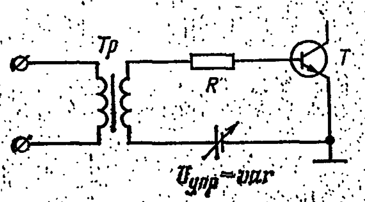


Рис. 4-11. Использование сетевого напряжения в качестве опорного напряжения.

Как видно из принципа действия, ФСУ с вертикальным способом управления содержит два основных элемента:

а) генератор переменного (опорного) напряжения;

б) узел сравнения.

Источником управляющего напряжения обычно является автоматический регулятор или программное устройство. При управлении многофазным выпрямителем с применением многоканальных СУ управляющее напряжение должно быть общим для всех m каналов, так как в этом случае получается более высокая симметрия управляющих импульсов.

Генератор переменного напряжения (ГПН). При реализации схемы ГПН необходимо учитывать технические требования для СУ, касающиеся диапазона угла управления и характера регулировочной характеристики выпрямителя (линейная, арккосинусоидальная и т. д.).

В некоторых случаях функции УС и ГПН могут быть совмещены. Например, в качестве выходного напряжения ГПН можно использовать напряжение на вторичных обмотках трансформатора синхронизации (рис. 4-11). Однако это возможно только при наличии

сети собственных нужд либо при питании выпрямителя и СУ от сети бесконечной мощности, т. е. в тех случаях, когда искажения сети ничтожны. При наличии искажений в сети применение фильтров в УС позволяет в большинстве случаев использовать отфильтрованное

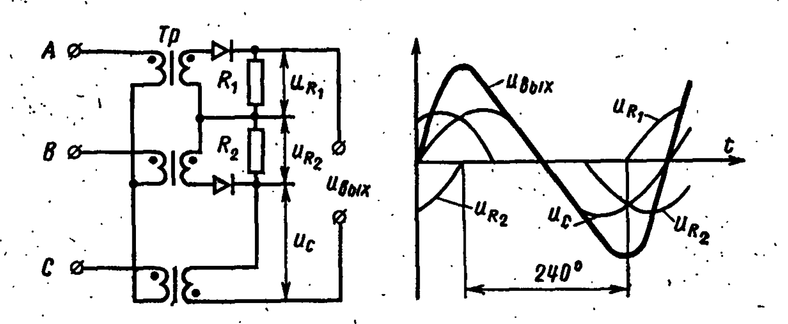


Рис. 4-12. Генератор переменного напряжения с использованием трехфазного трансформатора.

напряжение в качестве переменного опорного напряжения.

В указанных случаях опорное напряжение имеет синусоидальную форму. Максимальный теоретически возможный диапазон изменения угла управления выпрямителя равен 180°. Зависимость выпрямленного напряжения от управляющего напряжения — линейная.

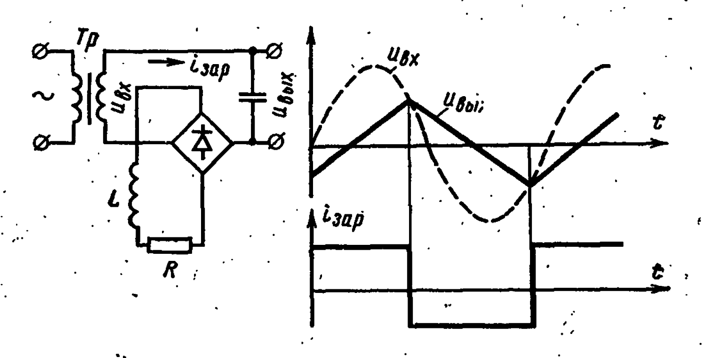


Рис. 4-13. Генератор переменного напряжения треугольной формы.

Для увеличения диапазона изменения угла можно применить специальное соединение вторичных обмоток

синхронизирующего трансформатора (рис. 4-12) [Л. 29].

Общим недостатком всех схем ГПН с использованием сетевого напряжения в качестве опорного является чувствительность к искажениям в питающей сети переменного тока.

На рис. 4-13 и 4-14 приведены два варианта схем, нечувствительных к высокочастотным помехам в питающей сети [Л. 29, 44]. В первой схеме выходное напряжение ГПН получается на конденсаторе C, который заряжается неизменным током.

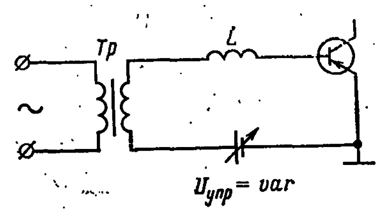


Рис. 4-14. Генератор переменного напряжения синусоидальной формы с последовательной индуктивностью.

Постоянство зарядного тока обеспечивает выпрямитель, нагруженный на большую индуктивность. Во второй схеме наличие реактора с большой индуктивностью во входной цепи узла сравнения позволяет получить почти синусоидальную форму тока.

Однако и эти схемы ГПН в большей или меньшей степени подвержены влиянию искажений в питающей сети. Этот недостаток может быть устранен в схемах с коммутаторами. В качестве основного элемента ГПН в этом случае используется конденсатор, заряжаемый от независимого источника постоянного тока. Роль источника тока выполняет стабилизированный источник напряжения с большим внутренним сопротивлением. Синхронизация с сетью осуществляется через коммутатор. С этой целью коммутатор подключается параллельно к конденсатору ГПН и периодически осуществляет его разряд. Работа коммутатора должна быть синхронизирована с напряжением питающей сети.

На выходе ГПН формируется линейно-нарастающее напряжение, которое не зависит от колебаний напряжения питающей сети. Момент начала заряда конденсатора зависит только от момента перехода напряжения сети через нуль.

На рис. 4-15 и 4-16 приведены два варианта схемы ГПН. В схеме с диодным коммутатором (рис. 4-15) напряжение на конденсаторе C нарастает почти по линейному закону в интервале времени (t_1—t_2), когда напряжение на обмотке является положительным и диод

$Д_2$ закрыт. Разряд конденсатора начинается в точке t_2 когда напряжение на конденсаторе $u_{вых}$ равно напряжению синхронизации $u_{синх}$. Время разряда конденсатора не может быть меньше времени спада синхронизирующего напряжения (t_2—t_3). В момент повторного

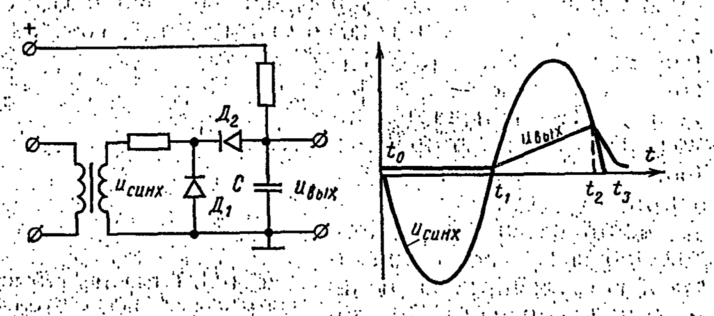


Рис. 4-15. Генератор переменного напряжения с диодным коммутатором.

перехода напряжения синхронизации через нуль начинается новый заряд конденсатора, т. е. начало формирования выходного напряжения ГПН совпадает с моментом прохождения напряжения синхронизации через нуль. Необходимо отметить, что сказанное выше справедливо при условии, что уровень рабочих напряжений выбран намного больше падений напряжения на диодах. Аналогичная схема может быть выполнена на транзисторных ключах.

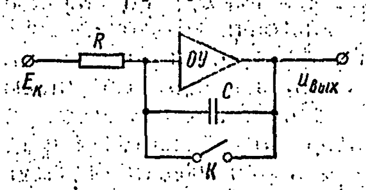


Рис. 4-16. Генератор переменного напряжения на интегральном операционном усилителе.

В схеме рис. 4-16 ГПН выполнен на интегральном операционном усилителе *ОУ* с конденсатором в цепи обратной связи. Качество работы ГПН в сильной степени зависит от типа применяемого ключа. Наиболее подходящими элементами являются транзисторы с малыми токами утечки (кремниевые, полевые и т. д.). Работа ключа, как и в первой схеме, должна быть синхронизирована с питающей сетью. Наибольшее распространение получил импульсный способ управления ключом, так как он позволяет расширить диапазон изменения угла почти до 360°. В момент перехода син-

хронизирующего напряжения через нуль формируется узкий импульс, который включает транзистор и разряжает конденсатор. Затем транзистор закрывается, и начинается повторный заряд конденсатора.

Как видно из принципа действия, для всех схем ФСУ с коммутатором симметрия выходных напряжений (для многоканальной СУ) может быть получена тщательным подбором емкости и входного сопротивления. По требуемой симметрии управляющих импульсов определяется класс точности деталей.

При питании выпрямителей от сети переменного тока с малыми искажениями рационально использовать в качестве ГПН простые схемы с синусоидальным выходным напряжением. При питании выпрямителей от сети, в которой возможны значительные искажения, целесообразно использовать схемы с коммутаторами.

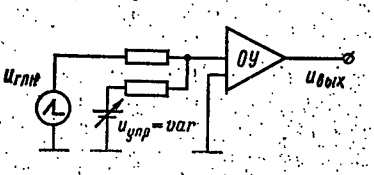


Рис. 4-17. Узел сравнения с параллельным соединением источников.

Узел сравнения. Выбор схемы узла сравнения зависит от типа использованного ГПН (источник тока или напряжения) и точности фиксирования момента равенства опорного и управляющего напряжений. В качестве узла сравнения наибольшее распространение получили транзисторные нуль-органы, выполненные по различным схемам (усилители, блокинг-генераторы, триггеры Шмидта и т. д.). С появлением интегральных схем для выполнения этой функции успешно применяются операционные усилители. Рассмотрим два типа нуль-органов: на транзисторных усилителях и интегральных операционных усилителях [Л. 43, 45].

Для обоих типов нуль-органов возможны два способа включения опорного и управляющего напряжений: последовательное (рис. 4-11) и параллельное (рис. 4-17).

В первом случае один из сигналов должен быть электрически изолированным от «земли» системы управления и каждый из источников должен иметь низкое выходное сопротивление.

Схема с параллельным соединением источников опорного и управляющих напряжений является более предпочтительной по указанным выше двум признакам. Отсутствие требования низкоомного выхода позволяет

использовать маломощные устройства, а их потенциальная связь с «землей» системы управления обеспечивает повышенную помехоустойчивость системы.

Ранее показано, что ГПН могут быть выполнены в виде источников тока или источников напряжения. Если ГПН является источником тока, то возможно непосредственное (без согласующих элементов) соедине-

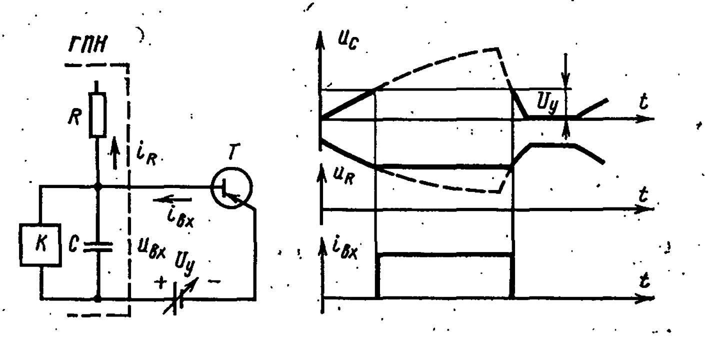


Рис. 4-18. Узел сравнения с непосредственной связью.

ние ГПН и нуль-органа (рис. 4-18). Достоинство узла сравнения с ГПН, выполненным на базе источника тока, состоит в резком изменении входного тока нуль-органа в момент равенства суммируемых напряжений. Резкое изменение входного тока приводит к четкому переключению нуль-органа, что повышает точность срабатывания узлов сравнения.

Если ГПН является источником напряжения, то необходимо включать согласующие (токоограничивающие) элементы между ГПН и узлом сравнения. В узлах сравнения с применением токоограничивающих элементов переключения нуль-органа происходят под действием плавно изменяющегося тока (синусоидального, линейно-нарастающего и т. д.). Поэтому для выбора токоограничивающего элемента существуют два противоречивых требования. С одной стороны, для увеличения крутизны нарастания тока и увеличения точности срабатывания нуль-органа необходимо уменьшить сопротивление. С другой стороны, малое токоограничивающее сопротивление приводит к чрезмерному току во входной цепи нуль-органа, что опасно как с точки зрения ухудшения его частотных свойств, так и выхода его из строя.

В качестве токоограничивающих сопротивлений могут быть использованы активные, индуктивные и емкостные сопротивления. Применение последнего наиболее предпочтительно с точки зрения четкости переключения нуль-органов (рис. 4-19). Однако при такой схеме требуется тщательная фильтрация входного напряжения, поскольку даже незначительные высокочастотные искажения входного напряжения приводят к существенному искажению входного тока. Из-за этого недостатка указанная схема не находит применения.

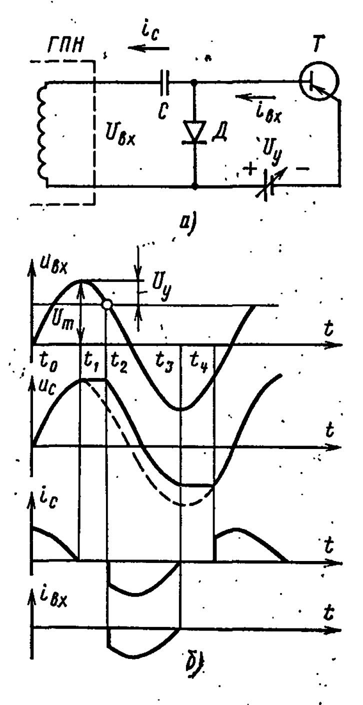


Рис. 4-19. Узел сравнения с емкостным ограничителем тока.

а — схема; *б* — кривые токов и напряжений в схеме.

Использование индуктивного сопротивления (рис. 4-14) в качестве токоограничивающего позволяет получить хорошую фильтрацию входного тока и нечувствительность схемы к искажениям входного напряжения. Недостатками такой схемы являются ее нетехнологичность и разброс параметров входного реактора.

С учетом вышесказанного в СУ выпрямителем наибольшее распространение получили схемы с активным токоограничивающим сопротивлением.

В заключение следует отметить положительные качества, получаемые в результате применения интегральных операционных усилителей в качестве нуль-органов:

а) высокая точность фиксирования момента равенства суммируемых напряжений (единицы милливольт);
ства суммируемых напряжений (единицы милливольт);

б) возможность суммирования большого числа входных сигналов;

в) высокое входное сопротивление нуль-органа, что позволяет использовать управляющие источники малой мощности.

На рис. 4-20 приведены возможные схемы включения интегральных операционных усилителей в качестве нуль-органов. В схеме рис. 4-20,*а* имеется возможность суммировать только два входных сигнала, которые должны быть ограничены значением 5—8 В. Однако такая схема нуль-органа имеет большое входное сопротивление (точность срабатывания нуль-органа тем выше, чем больше входное сопротивление). В схеме

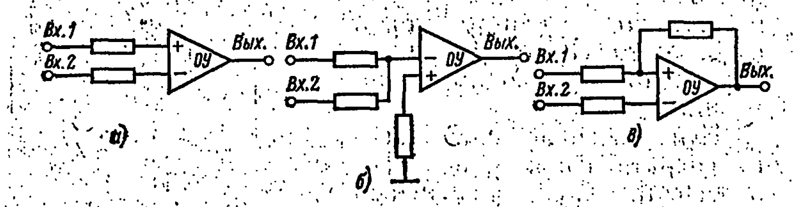


Рис. 4-20. Схемы нуль-органов на базе интегральных операционных усилителей.

рис. 4-20,*б* нет ограничения ни на число суммирующих сигналов, ни на напряжение входного сигнала. Однако в такой схеме более низкое входное сопротивление, чем в предыдущей схеме. На рис. 4-20,*в* приведена схема нуль-органа на два входа с цепью обратной связи, что позволяет повысить его чувствительность.

в) Устройство предварительного формирования, обработки и усиления управляющих импульсов

На выходе рассмотренных ФСУ в момент равенства опорного и управляющего напряжений формируется перепад напряжений, из которого необходимо сформировать управляющий импульс. Мощность сигнала и его форма (перепад напряжения) являются неподходящими для управления тиристорами. Устройство формирования и усиления (УФ) предназначено для формирования импульсов заданной длительности и их усиления.

При разработке данного устройства необходимо руководствоваться требованиями к СУ, составляющими первую группу. Согласно этим требованиям необходимо получить управляющий импульс определенной длительности. Наибольшее распространение получили два способа управления тиристорами: узкими (длительностью 50—500 мкс) или широкими (длительностью $T/6$) импульсами.

В случае управления узкими импульсами применяются различные схемы с формирующими RC-цепями. Для этой цели можно использовать классическую схему ждущего мультивибратора (интегральные элементы серии К218) или ждущего блокинг-генератора, однако чаще используют схему усилителей с RC-цепями на входе (рис. 4-21). Последние обеспечивают лучшую помехозащищенность СУ. В исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а конденсатор заряжен до напряжения, полярность которого указана на рисунке.

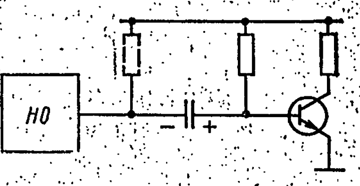


Рис. 4-21. Схема формирователя длительности управляющих импульсов.

Для дальнейшего усиления и формирования сигналов используются импульсные усилители, число каскадов в которых зависит от требуемого коэффициента усиления. Основной схемой усилителя, применяемого в СУ, является схема транзисторного усилителя с общим эмиттером. Интегральные микросхемы серий К133 и К155 обеспечивают необходимое усиление сигнала и наилучшее согласование с ФСУ.

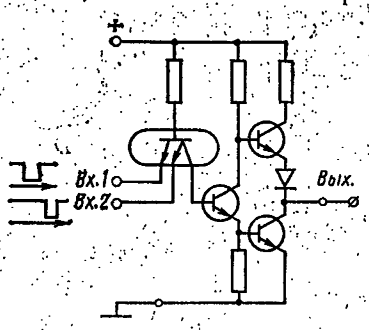


Рис. 4-22. Схема для удвоения узких управляющих импульсов на интегральных элементах серии К155.

Дополнительное устройство предварительного усиления выполняет ряд логических операций. В многоканальной СУ эти операции состоят в удвоении управляющих импульсов в случае использования узких импульсов или снятии импульсов с тиристора выпрямителя с целью осуществления его быстродействующей защиты.

Наиболее просто эти функции реализуются с помощью интегральных логических элементов. На рис. 4-22 приведена схема удвоения управляющих импульсов. Схема выполнена на двухвходовых интегральных микросхемах серии К133 или К155. Эту схему можно использовать для снятия управляющих импульсов.

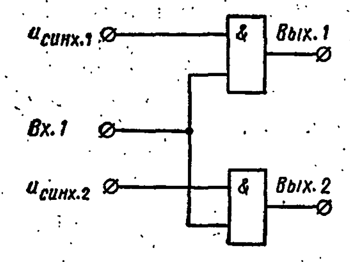


Рис. 4-23. Распределитель импульсов в трехканальной СУ.

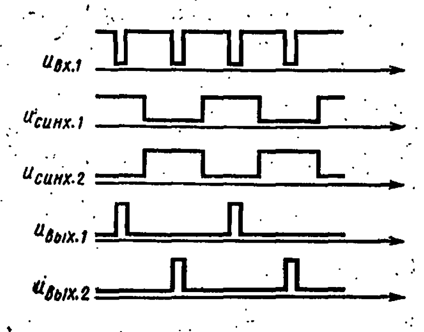


Рис. 4-24. Диаграмма напряжений на входе ($u_{вх1}$, $u_{синх1}$, $u_{синх2}$) и выходе ($u_{вых1}$, $u_{вых2}$) распределителя (см. рис. 4-23).

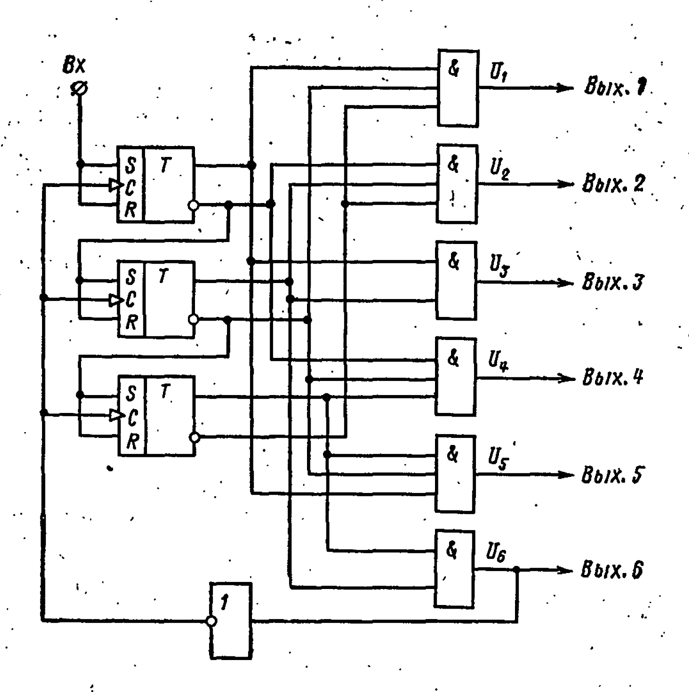


Рис. 4-25. Распределитель импульсов для одноканальной СУ.

T_1—T_3 — триггеры; $И_1$—$И_6$ — дешифратор на схемах И.

В трехканальных и одноканальных структурах СУ дополнительно осуществляется распределение импульсов по каналам СУ.

В первом случае распределитель может быть выполнен на обычных транзисторных ключах, которые синхронизированы сетью (рис. 4-23). Диаграмма работы схемы приведена на рис. 4-24. Данная операция легко осуществляется на интегральных микросхемах серии К133 или К155.

В одноканальных структурах СУ распределитель является более сложным устройством. На рис. 4-25 приведена схема распределителя для шести каналов на триггерах с дешифратором. В схеме могут быть использованы интегральные элементы серии К155.

4-3. ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

а) Назначение и принцип построения выходных устройств систем управления

В выпрямителях повышенной мощности широко применяются тиристоры на ток 160—320 А и напряжение до 1000 В, хотя и ведутся разработки тиристоров на повышенные токи 500—1000 А и напряжения 2—3 кВ.

Однако потребности промышленности в диапазоне мощностей выпрямителей по току и напряжению таковы, что для их реализации требуется групповое соединение тиристоров (параллельное и последовательное).

Так, тиристорные преобразователи для электропривода, печей плазменно-дугового переплава электролитического лужения стали, электролиза, различные преобразователи для транспорта и др. требуют максимальный выпрямленный ток от единиц до десятков тысяч ампер. Обеспечение таких токов даже с учетом перспектив увеличения номинальных токов тиристоров без параллельного их соединения не представляется возможным. Кроме того, параллельное соединение тиристоров применяется в преобразователях на сравнительно небольшие токи, но с повышенными требованиями к надежности и при естественном охлаждении тиристоров. К таким преобразователям относятся, например, выпрямители агрегатов бесперебойного питания.

Последовательное соединение тиристоров используется в преобразователях повышенного напряжения.

К ним относятся преобразователи для двигателей переменного тока высокого напряжения и мощных электроприводов постоянного тока, для линий электропередачи и мощных компенсаторов реактивной энергии, для питания мощных радиопередающих устройств, генераторов трубосварочных станов и др.

Во многих случаях при повышенных мощностях преобразователей требуется как параллельное, так и последовательное соединение тиристоров. Выходные устройства (ВУ), под которыми понимаются устройства, предназначенные для формирования, размножения и распределения импульсов управления между параллельно и последовательно соединенными тиристорами, являются одним из наиболее важных и ответственных узлов системы управления мощными преобразователями, определяющим их технико-экономические показатели и надежность преобразователя. Выходные устройства состоят из генераторов-формирователей и размножителей импульсов.

Генераторы импульсов (ГИ) вырабатывают импульсы управления такой длительности, формы и мощности, которые необходимы для обеспечения надежного включения параллельно и последовательно соединенных тиристоров в зоне проводимости. Их можно разбить на три группы, отличающиеся принципами генерации импульсов (рис. 4-26,*а*):

1. Генераторы одиночных импульсов (ГОИ), реализующие один или два следующих через заданный интервал времени импульса одной полярности, длительность каждого из которых постоянна или изменяется в зависимости от режимов силовой схемы преобразователя.

2. Генераторы, реализующие требуемую длительность импульса (постоянную или изменяемую) из нескольких одно- или двухполярных импульсов (высокочастотное заполнение импульса ГВЧЗ).

3. Генераторы, построенные по принципу следящего импульса (ГСИ), вырабатывающие за период несколько импульсов.

Генераторы одиночных импульсов отличаются простотой схемных решений, надежностью, малой стоимостью и предпочтительны при небольших длительностях импульсов управления. При больших длительностях импульсов управления применение ГОИ нерационально,

так как при этом резко возрастают габариты, стоимость и индуктивность рассеяния импульсных трансформаторов (ИТр).

Генераторы с высокочастотным заполнением позволяют при значительной длительности импульсов разработать ИТр в меньших габаритах, так как магнитопро-

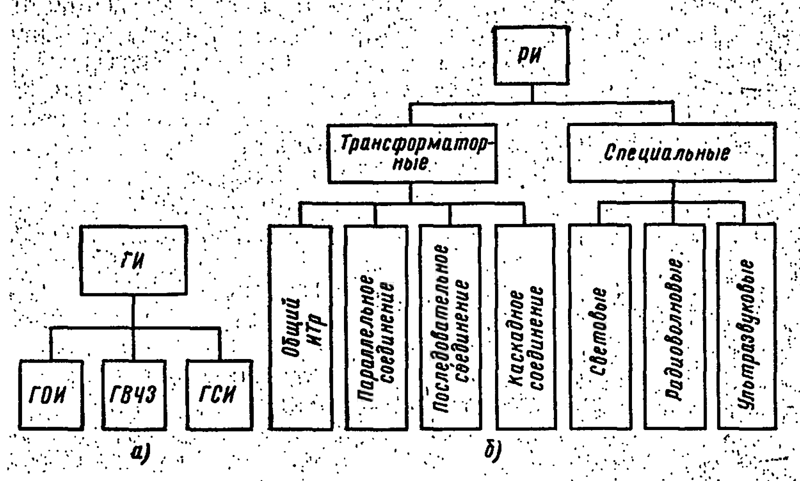


Рис. 4-26. Классификация выходных устройств:
а — генераторов импульсов; *б* — размножителей импульсов.

вод ИТр многократно перемагничивается по полному циклу гистерезиса за время импульса. Генераторы пачки импульсов, как правило, выполняются на транзисторах ввиду их лучших частотных свойств, хотя и ведутся разработки ГВЧЗ на базе высокочастотных тиристорных инверторов. Для ГВЧЗ требуется в 4 раза бóльшая амплитудная мощность переключающих устройств (транзисторов или тиристоров), чем для ГОИ, они более сложны и дороги. Такие генераторы предпочтительны, когда эффект от снижения габаритов и стоимости ИТр оправдывает повышенную сложность и стоимость генератора. Разработки и освоение промышленностью дешевых мощных транзисторов смогут изменить соотношение между стоимостями ВУ в пользу ГВЧЗ. Бесспорна целесообразность применения ГВЧЗ для широких импульсов (120—180° при частоте 50 Гц), хотя при широких длительностях импульсов управления мощность потерь в управляющем переходе тиристора

приближается к максимально допустимой, что снижает его надежность.

Генераторы типа ГСИ вырабатывают в зоне проводимости столько узких импульсов управления, сколько требуется повторных включений тиристора из-за режимов прерывистых токов. Преимуществом ГСИ является то, что они требуют и выделяют меньшую мощность в управляющем переходе тиристора, за счет чего повышается их надежность, кроме того, ГСИ исключают подачу импульса управления при отрицательном напряжении на вентиле. Для построения таких генераторов необходимы в общем случае датчики состояния (проводимости) силовых вентилей, а также датчики прямого напряжения на вентилях и соответствующая схема логического управления запуском генератора импульсов, что является их недостатком.

Размножители импульсов (РИ) предназначены для гальванической развязки СУ от силовой части преобразователя и получения числа импульсов управления, определяемого числом последовательно или параллельно соединенных тиристоров.

По способам осуществления гальванической развязки РИ можно разделить на две группы (рис. 4-26,*б*):

1) трансформаторные РИ;

2) РИ со специальными устройствами для гальванической развязки.

Трансформаторные РИ различаются способами выполнения и соединения ИТр; общий ИТр на все параллельно или последовательно включаемые вентили, параллельное соединение ИТр, последовательное соединение ИТр, последовательное (кабельное), каскадное, а также комбинированные, как правило, с двухступенчатым преобразованием управляющих импульсов, как, например, каскадно-кабельное или кабельно-каскадное и другие соединения.

Размножители импульсов с общим ИТр, рассчитанным на большое число включаемых тиристоров, чаще применяются для управления параллельно соединенными тиристорами при неблочной конструкции силовой части преобразователя. Значительно реже такие РИ применяются в преобразователях с последовательным соединением тиристоров.

При больших напряжениях преобразователей применение общего РИ нецелесообразно, так как увеличе-

ние уровня изоляции ИТр не позволяет высококачественно передавать импульсы управления с малой длительностью фронта из-за больших индуктивностей рассеяния.

Среди других недостатков РИ с общим ИТр характерны:

а) сравнительно большие длины проводов к управляющим переходам тиристоров, понижающие помехоустойчивость преобразователя;

б) неудобство применения общего ИТр для блочной конструкции силовых цепей преобразователя.

Параллельное соединение ИТр получило наибольшее распространение при наращивании мощностей преобразователей с параллельным соединением тиристоров и с блочной конструкцией силовой части преобразователя.

При повышенных напряжениях преобразователя не представляется возможным изготовление ИТр с изоляцией, рассчитанной на полное напряжение преобразователя, и удовлетворяющих требованиям высококачественной передачи импульсов управления. Поэтому для таких преобразователей применяются последовательное соединение ИТр (кабельное) и каскадное [Л. 58, 59].

Трансформаторные системы СУ преобразователями с большим числом последовательно включенных тиристоров отличаются простотой и надежностью, имеют малые эксплуатационные расходы и практически неограниченный срок службы. При последовательном соединении ИТр первичные обмотки обычно выполняются в виде общего кабеля с изоляцией, рассчитанной на полное (максимальное) напряжение преобразователя. При каскадном соединении ИТр изоляция каждого из них должна рассчитываться на напряжение, в N раз меньшее полного, где N — число каскадно включенных ИТр. При последовательном соединении ИТр обеспечиваются на всех тиристорах одинаковые формы токов управления, что является их преимуществом. Необходимость изготовления изоляционного кабеля на максимальное напряжение приводит к повышенной чувствительности РИ к емкостным токам.

Каскадное соединение ИТр имеет преимущества перед общим кабелем в смысле унификации, так как позволяет разработать конструкцию в виде типовых блоков — модулей, число которых выбирается в зависи-

мости от номинального напряжения преобразователя, что представляет несомненное удобство для серийного производства. Каскадное соединение ИТр в меньшей мере подвержено влиянию паразитных емкостных параметров. Кроме того, так как ИТр выполняется не на очень большое напряжение, то имеются большие конструктивные возможности для различного рода компенсаций паразитных параметров.

Специальные устройства гальванической развязки, использующие световой, радиотехнический или ультразвуковой принцип, позволяют разрабатывать ВУ, обеспечивающие высокий уровень электрической изоляции силовой части преобразователя от СУ, и применяются преимущественно в высоковольтных выпрямителях. Размножители импульсов со спецустройствами для гальванической развязки объединяет общий принцип построения: передатчик-излучатель (свет, электромагнитное излучение, ультразвук), линия связи и приемник. Линия связи обеспечивает требуемый уровень изоляции. Для световых и радиотехнических принципов в качестве линии связи используются «эфир — воздух», световоды, волноводы и т. п., для ультразвуковых — различные изоляторы, имеющие большую скорость распространения ультразвука (например, фарфор). Приемные устройства усиливают и формируют сигнал до параметров, достаточных для запуска тиристоров.

К недостаткам РИ со спецустройствами для гальванической развязки следует отнести сложность, чувствительность к различным помехам, ограниченный срок службы, повышенные эксплуатационные расходы и др. По мере разработки надежных элементов и схемных решений для реализации этих РИ (например, импульсных источников света с большим сроком службы, оптронов и фототиристоров) указанные недостатки будут менее существенны.

б) Тиристорные генераторы импульсов

Генераторы импульсов могут быть выполнены с использованием как тиристорных ключей, так и транзисторных. Тиристорные ключи имеют практически неограниченную амплитудную мощность, меньшую стоимость, но требуют применения специальных мер для обеспечения их быстрого и надежного выключения.

Транзисторные ключи имеют ограниченную мощность, повышенную стоимость, но легко, надежно и быстро запираются уменьшением тока базы.

Амплитудные мощности импульсов управления для преобразователей повышенной мощности составляют от единиц до десятков киловатт, и поэтому целесообразнее использовать в качестве ключевого элемента тиристор.

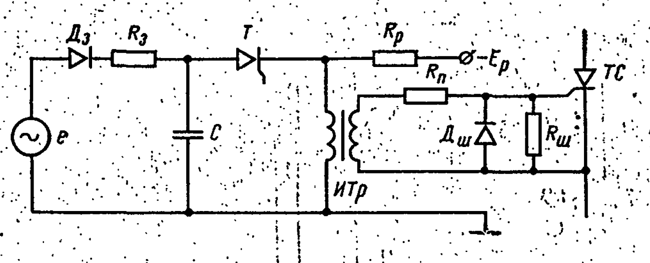


Рис. 4-27. Принципиальная схема тиристорного генератора импульсов.

Остановимся подробней на двух схемах тиристорных генераторов, имеющих широкое применение. Принцип действия этих схем основан на заряде конденсатора от однополупериодного выпрямителя с последующим разрядом через ключ в нагрузку. Такие генераторы импульсов отличаются простотой, малой стоимостью, высокой надежностью и помехоустойчивостью, позволяют получать мощность в импульсе, существенно превышающую среднюю мощность источника заряда емкости, и предпочтительнее для преобразователей, управляемых узкими импульсами. Применение тиристорного ключа совместно с ИТр приводит к особенностям работы схемы, связанным с удержанием тиристора током намагничивания ИТр [Л. 55].

Для пояснения принципа действия рассмотрим качественные временные диаграммы токов и напряжений в схеме. Принципиальная схема генератора приведена на рис. 4-27 и содержит источник переменного напряжения *e*, контур заряда емкости накопительного конденсатора (*e*, диод $Д_з$, резистор $R_з$, конденсатор *C*); контур разряда *C* (*C*, тиристор *T* и нагрузка, включенная через импульсный трансформатор ИТр), а также цепь размагничивания ИТр ($E_р$, $R_р$, первичная обмотка ИТр). Нагрузка генератора подключена ко вторичной обмотке ИТр и содержит сопротивление управляющего

перехода силовых тиристоров *ТС* преобразователя и дополнительные резисторы: шунтирующий $R_{ш}$ и последовательный $R_{п}$. Диод $Д_{ш}$ ограничивает напряжение отрицательного обратного смещения на управляющем переходе силового тиристора при перемагничивании

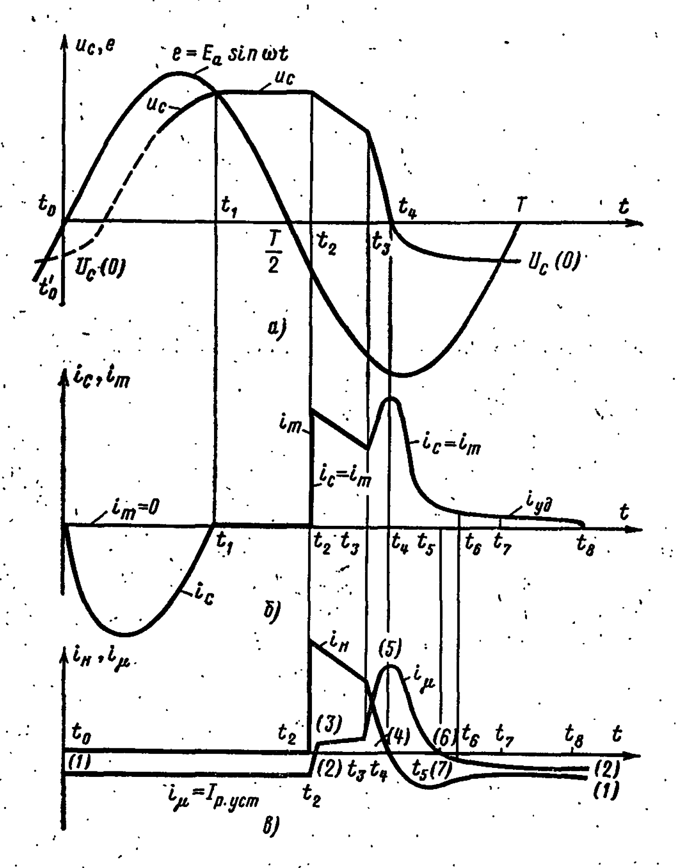


Рис. 4-28. Временные диаграммы ТГИ с насыщающимся ИТр.

ИТр и обеспечивает протекание тока отрицательного смещения. Заряд емкости *С* осуществляется через диод $Д_з$ в положительный полупериод питающего напряжения и продолжается до тех пор, пока напряжение на емкости не станет равным э. д. с. источника питания *е* (момент t_1 на временных диаграммах, рис. 4-28). На-

чиная с момента времени t_1, ток заряда становится равным нулю и диод $Д_3$ выключается. В интервале t_1—t_2 (t_2 — момент отпирания тиристора T) разряд емкости практически отсутствует ввиду малых значений прямого тока закрытого тиристора T и обратного тока диода $Д_3$. В момент времени t_2 приходит импульс управления с ФСУ и включает тиристор T. Начинается разряд емкости через ИТр в нагрузку. Магнитопровод ИТр до этого момента времени насыщен, и его магнитное состояние характеризуется точкой *1* на петле гистерезиса, определяемой установившимся значением тока размагничивания $I_{р.уст}=E_р/R_р$ (рис. 4-29).

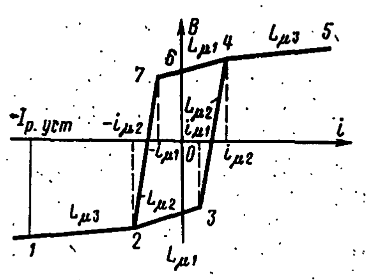


Рис. 4-29. Аппроксимированная петля гистерезиса импульсного трансформатора.

На рис. 4-28 над кривой тока намагничивания i_μ обозначены в скобках состояния магнитопроводов теми же цифрами, что и на петле гистерезиса. Ток намагничивания, начиная с момента t_2, быстро изменяется от $-I_{р.уст}$ до $+i_{\mu 1}$ (точки *1*, *2*, *3*, на рис. 4-29), так как индуктивности насыщения этих участков $L_{\mu 3}$ и $L_{\mu 1}$ малы. Затем после точки *3* индуктивность намагничивания достигает большого значения $L_{\mu 2}$, и до момента времени t_3 ток намагничивания изменяется незначительно (до точки *4* петли гистерезиса). В интервале времени от t_2 до t_3 осуществляется разряд емкости примерно по экспоненте, постоянная времени которой определяется приведенным к первичной обмотке сопротивлением нагрузки и емкостью C. В момент t_3 магнитопровод ИТр насыщается (точка *4*), и его индуктивность резко уменьшается. Малая индуктивность (на участке *4*—*5*) с емкостью накопительного конденсатора образует колебательный контур со сравнительно высокой частотой колебаний. Поэтому в интервале t_3—t_4 ток намагничивания нарастает быстро, достигая максимума в точке t_4, что соответствует точке *5* на петле гистерезиса. В этот момент времени ток нагрузки достигает нулевого значения. С момента t_4 начинается возврат магнитопровода в состояние, определяемое источником раз-

магничивания, по траектории *5, 4, 6, 7, 2, 1*. В момент времени t_5 ток намагничивания достигает нулевого значения, что соответствует точке *6*. Начиная с момента t_6, магнитопровод входит снова в зону, соответствующую наибольшей индуктивности намагничивания $L_{\mu 2}$ (точки *7, 2*), и поэтому возврат магнитопровода из точки *7* петли гистерезиса в точку *2* осуществляется медленно. Замедленное спадание тока намагничивания и, следовательно, медленное спадание тока тиристора задерживают момент его выключения. Если ток удержания тиристора очень мал по сравнению с током размагничивания $E_р/R_р$, то тиристор выключится только в момент времени t_8, когда магнитопровод возвратится в исходную точку *1*. При большом токе удержания тиристор может выключиться несколько раньше, например в момент времени t_7. Из описания принципа действия генератора следует, что высокая надежность и помехоустойчивость рассматриваемого тиристорного генератора, кроме простоты схемного решения, объясняются тем, что схема позволяет вырабатывать только один импульс в течение периода питающего напряжение, т. е. для выработки второго импульса необходимо иметь снова положительно заряженный конденсатор, а это возможно только в следующий период питающего напряжения. Другим достоинством схемы, повышающим надежность и помехоустойчивость работы ГИ, является возможность самовосстановления его работоспособности через период питающего напряжения в случае незапирания тиристора по какой-либо причине или открывания его помехой во время протекания зарядного тока через диод $Д_3$.

На рис. 4-30 приведены кривые токов через тиристор при различных значениях коэффициента колебательности:

$$\varepsilon = R_1/2\sqrt{\frac{L_{\mu 3}}{C_1}},$$

где R_1 — сопротивление первичной обмотки; $L_{\mu 3}$ — индуктивность участка насыщения магнитопровода ИТр (рис. 4-29); C — емкость накопительного конденсатора.

Ток и время выражены в относительных единицах; ток тиристора отнесен к амплитудному значению тока после включения тиристора, время отнесено к длитель-

ности импульса, $\tau_и$. С целью наглядности представления кривой тока тиристора при малых значениях масштаб тока при $i \leqslant 0{,}1$ увеличен в 5 раз. В момент насыщения ИТр происходит резкое нарастание тока через тиристор ($t/\tau_и \approx 1$), обусловленное колебательным процессом в контуре, состоящем из индуктивности насыщения ИТр ($L_\mu = L_{\mu з}$) и емкости накопительного конденсатора. Колебательный процесс может привести к сравнительно

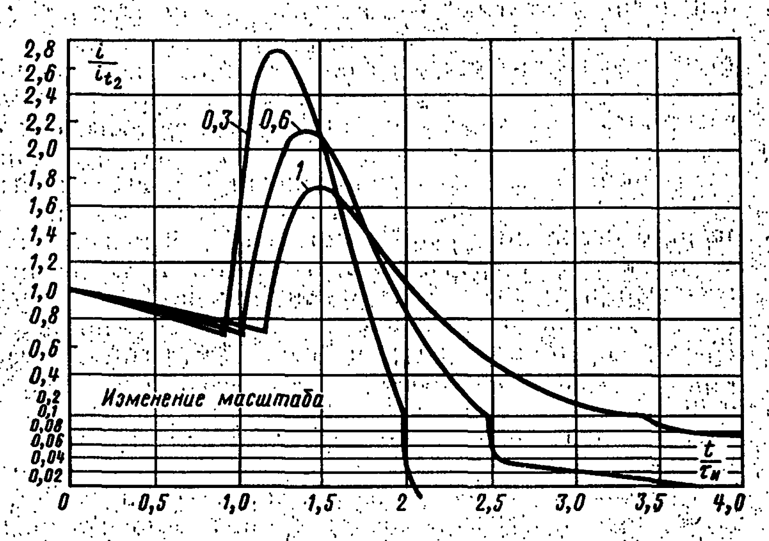


Рис. 4-30. Характер изменения тока тиристора для различных ε.

быстрому запиранию тиристора. Так, при ε=0,3 выключение тиристора происходит в момент $t_{з.т}=2\tau_и$ при ε=0,6 и $t_{з.т}=3{,}75\tau_и$. С увеличением коэффициента колебательности резко возрастает $t_{з.т}$.

При апериодическом разряде емкости (ε>1) спад тока через тиристор определяется скоростью изменения тока намагничивания и параметрами цепи размагничивания. Расчеты показывают, что в зависимости от этих параметров процесс перемагничивания может длиться 60° и более. Диапазон изменения угла управления из-за этого уменьшается, так как момент выключения тиристора, как уже упоминалось, должен происходить ранее момента начала протекания тока очередного заряда конденсатора. Так, если выключение тиристора происхо-

дит через 60° после начала формирования длительности импульса, то максимальный диапазон изменения угла управления будет составлять $D_{макс}=180°-60°=120°$, что для целого ряда преобразователей недостаточно. Для увеличения диапазона изменения угла управления необходимо обеспечивать режим насыщения ИТр, что затруднено при параллельном соединении из-за производственного разброса характеристик.

В ряде случаев, когда требуются импульсы управления малой длительности и не требуется подача отрицательного запирающего смещения на управляющие переходы силовых тиристоров, диапазон изменения управления угла этого генератора импульсов можно несколько расширить простыми средствами (например, включением параллельно первичной обмотке ИТр диода). Этот диод при формировании длительности импульса закрыт до момента t_4 на диаграмме рис. 4-28. После момента t_4 напряжение на первичной обмотке ИТр изменяет знак и диод начинает проводить ток. Вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики диода (стабилитрона) напряжение на нем изменяется незначительно и ток через емкость и тиристор начинает уменьшаться, так как он определяется скоростью изменения этого напряжения. Вследствие этого ток намагничивания, удерживающий тиристор, «коммутируется» в диод и тиристор выключается.

Процесс намагничивания магнитопровода в этом случае происходит медленно, так как определяется падением напряжения на диоде. Формы сдвоенных (через 60°) импульсов для мостовых схем при этом должны быть близкими к экспоненциальным, а магнитопроводы ИТр для выработки второго полноценного по длительности импульса должны иметь запас по индукции.

При двукратной форсировке импульса управления полезная длительность импульса при экспоненциальной форме ограничивается уровнем 0,5 амплитудного. Энергия оставшейся экспоненциальной части импульса бесполезно рассеивается на управляющих переходах тиристоров. При длительности импульса 10° (на уровне 0,5 амплитудного) тиристор может выключиться через 30—45° после начала формирования длительности импульса.

Получаемый при этом диапазон изменения угла управления 135—150° в ряде случаев оказывается не-

достаточным. С увеличением требуемой длительности импульса диапазон изменения угла управления уменьшается. Для расширения диапазона можно воспользоваться режимом совместного протекания токов через диод и тиристор, т. е. включать тиристор при малых углах управления преобразователя в интервалах $t_1<t<T/2$ (рис. 4-28). Для этого достаточно соответствующим образом выбрать синхронизацию питающего на-

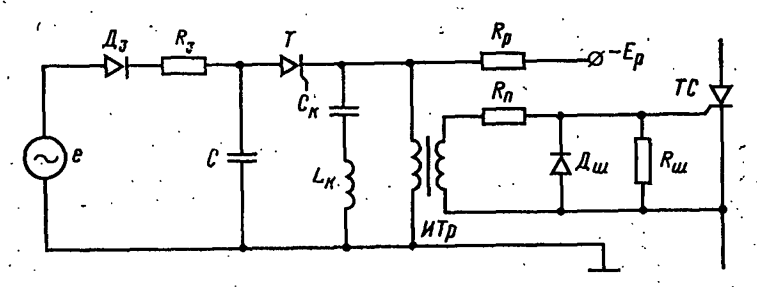


Рис. 4-31. Принципиальная схема ТГИ с колебательным контуром, включенным параллельно нагрузке.

пряжения генератора с ФСУ, тогда для расширения диапазона угла управления на угол α можно включить тиристорный ключ при $\alpha=0$ в момент, соответствующий углу $180°-(\varphi+\varphi_т)$ в интервале положительной полуволны питающего напряжения, где $\varphi_т$ — длительность импульса, выраженная в градусах. Однако это приводит к значительному увеличению мощности, потребляемой из сети трансформатором питания (в 2—6 раз), что нежелательно [Л. 55].

От рассмотренных недостатков свободна усовершенствованная схема тиристорного генератора, отличающаяся от рассмотренной применением дополнительного узла для выключения тиристора — колебательного контура. Принципиальная схема тиристорного генератора с колебательным контуром (ТГИ-К) приведена на рис. 4-31 и отличается от схемы на рис. 4-27 колебательным контуром $C_к$, $L_к$, включенным параллельно нагрузке. Колебательный контур предназначен для ускоренного выключения тиристора. Временные диаграммы, характеризующие работу усовершенствованной схемы тиристорного генератора, приведены на рис. 4-32.

Заряд емкости накопительного конденсатора осуществляется аналогично ранее рассмотренному в схеме

ТГИ-Н. Количественное отличие процесса заряда емкости заключается в разных знаках начального напряжения на емкости $U_C(0)$ в моменты t_0, t'_0 на рис. 4-28 и 4-32, когда начинает протекать зарядный ток. При первом включении тиристора генератора $U_C(0)=0$ и заряд

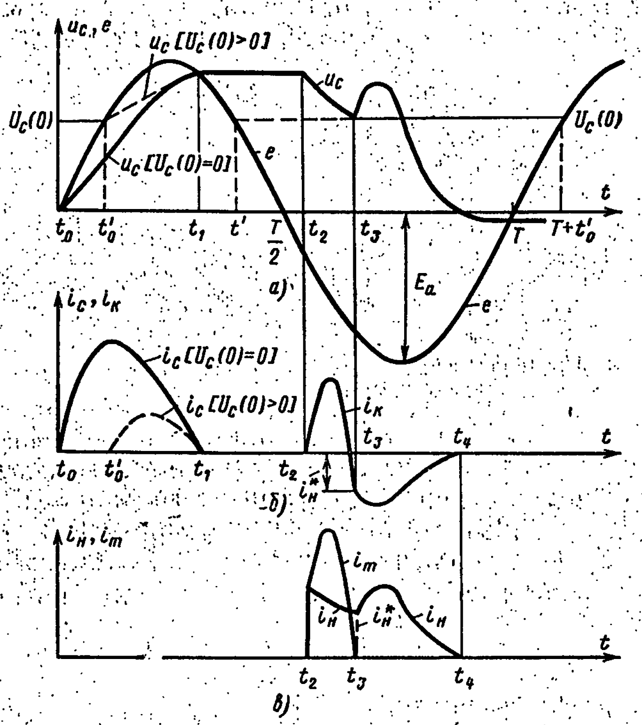


Рис. 4-32. Временные диаграммы ТГИ с колебательным контуром, включенным параллельно нагрузке.

емкости начинается при $t=t_0$. При последующих включениях тиристора $U_C(0)>0$ (рис. 4-32) и ток заряда ТГИ-К начинает протекать с момента t'_0. Формы напряжения и тока для этого случая показаны на рис. 4-32 пунктирной линией. К моменту времени t_1 емкость заряжается до напряжения, близкого к амплитуде E_a э. д. с. e_2. Напряжение на емкости остается практически постоянным до момента времени t_2. В момент времени t_2 включается тиристор и начинается разряд емкости через ИТр в нагрузку. Форма напря-

жения на емкости показана на рис. 4-32,*а*. Одновременно с разрядом емкости в нагрузку начинает нарастать ток колебательного контура рис. 4-32,*б*. До тех пор пока ток колебательного контура не изменит знак, через тиристор протекает сумма токов нагрузки и колебательного контура (рис. 4-32,*в*). Когда ток контура изменит знак, а по модулю достигнет тока нагрузки (момент t_3), ток через тиристор станет равным нулю и тиристор выключится (рис. 4-32,*б*, *в*). После этого момента формирование импульса продолжается за счет энергии, запасенной в колебательном контуре (интервал времени t_3—t_4). После момента t_3 напряжение на емкости накопительного конденсатора остается постоянным и равным $u_C(0)$, так как разряд ее практически отсутствует.

Из сопоставления временных диаграмм (рис. 4-28 и 4-32) становится очевидным качественное различие электромагнитных процессов в этих схемах. Так, переход тока тиристора через нуль в первой схеме происходит после формирования длительности импульса вследствие медленного изменения тока намагничивания, тогда как во второй схеме переход тока через нуль осуществляется примерно в середине длительности импульса. С другой стороны, так как остаточное напряжение на емкости положительно: $u_C(0)>0$, то из диаграмм рис. 4-32,*а* следует, что если тиристор будет включаться ранее момента $T/2$ (до момента t'_1), а выключаться до момента $T+t'_0$, то потребления дополнительной энергии от источника заряда *е* не будет, так как зарядный диод в этом случае закрыт. Это позволяет существенно увеличить максимальный диапазон угла регулирования ТГИ-К по сравнению с ТГИ (рис. 4-27), не прибегая к неэкономичному режиму совместного проводящего состояния зарядного диода и тиристора.

На параметры генератора импульсов и надежность его работы существенно влияют:

относительная нагрузка $R_н/\rho$, где ρ — волновое сопротивление контура $\rho=\sqrt{L_к/C_к}$;

отношение $C_к/C$;

коэффициент колебательности контура $\varepsilon=R_к/2\rho$;

отношение длительности импульса к периоду колебаний контура

$$\frac{\tau_и}{T}=\frac{\tau_и}{2\pi\sqrt{L_кC_к}}.$$

Практически важным является выбор таких параметров генератора, при которых обеспечивается надежное устойчивое выключение тиристора при изменении нагрузки в широких пределах, а также при определенных производственных отклонениях параметров входящих в состав генератора элементов ($C_к$, C, $L_к$ и др.). Необ-

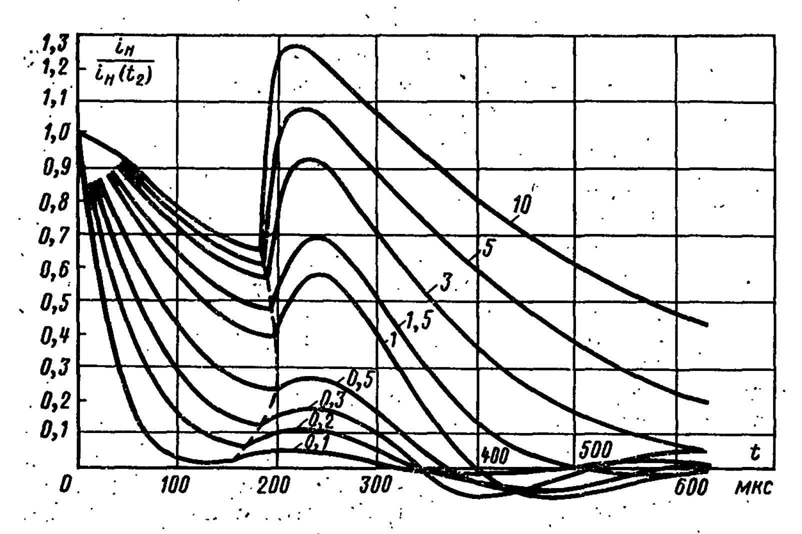


Рис. 4-33. Формы тока импульсов управления при оптимальном соотношении $C_к/C$=0,2 для различных значений нагрузки.

ходимым условием надежного выключения тиристора генератора является превышение второй амплитуды тока колебательного контура над током нагрузки в момент выключения тиристора.

Целесообразными параметрами ТГИ-К следует считать [Л. 56] коэффициент колебательности контура ε=0,05÷0,1, отношение емкости колебательного контура к емкости накопительного конденсатора $C_к/C$=0,2, отношение приведенной нагрузки к волновому сопротивлению колебательного контура $R'_н/\rho$=1÷1,5. При $C_к/C$>0,2 и ε<0,1 гарантируется надежное запирание тиристора в широком диапазоне изменения нагрузки и угла управления преобразователя, при этом не требуется выполнение ИТр на магнитопроводах с прямоугольным циклом гистерезиса.

Формы токов нагрузки для $C_к/C$=0,2, ε=0,1 при различных значениях $R'_н/\rho$ приведены на рис. 4-33.

Под диапазоном угла управления ТГИ-К понимают диапазон возможного изменения момента включения тиристора, при котором отсутствует ток подпитки. Этот ток протекает от источника питания E через тиристор, удерживая его, и может быть значительно больше тока колебательного контура, особенно после насыщения ИТр. В результате этого резко увеличивается потребление дополнительной мощности из сети, что нежелательно.

Осциллограммы формы управляющего импульса с двукратным форсирующим всплеском в передней части его и тока колебательного контура ТГИ-К приведены на рис. 4-34 (назначение форсирующего всплеска и принципиальная схема для его получения будут рассмотрены ниже).

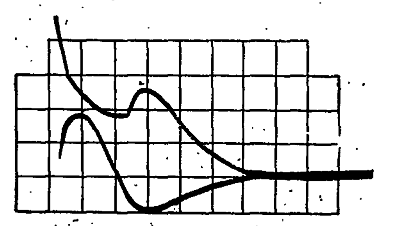


Рис. 4-34. Осциллограммы управляющего импульса и тока колебательного контура ТГИ-К. m_t = 100 мкс/дел, m_u = 5 В/дел.

Диапазон изменения угла управления ТГИ-К составляет более 180° и зависит от остаточного напряжения на емкости $U_C(0)$ (после запирания тиристора). Из рис. 4-32,*а* следует, что диапазон угла управления возрастает на угол, определяемый интервалом от t' до $T/2$ и интервалом от T до $T+t'_0$. Так как эти точки определяются моментом пересечения синусоиды e со значением остаточного напряжения на емкости $U_C(0)$, то угол φ, соответствующий увеличению диапазона угла влево и вправо от точек перехода синусоиды через нуль, можно определить из равенства

$$E_a \sin\varphi = U_C(0).$$

Учитывая, что выключение тиристора происходит примерно в момент, соответствующий половине длительности импульса, максимальный диапазон изменения угла управления определяется:

$$Д = 180° + 2\varphi - 2\varphi_т.$$

При $U_C(0) = 0{,}5E_a$, $\varphi_т = 10°$ получаем $Д = 235°$.

в) Генераторы импульсов для форсированного включения тиристоров (ГИФ)

Как уже упоминалось, для удовлетворительного включения тиристоров при групповом их соединении требуется малая длительность фронтов токов управления. Для высококачественной передачи таких импульсов через импульсный трансформатор можно применять ИТр

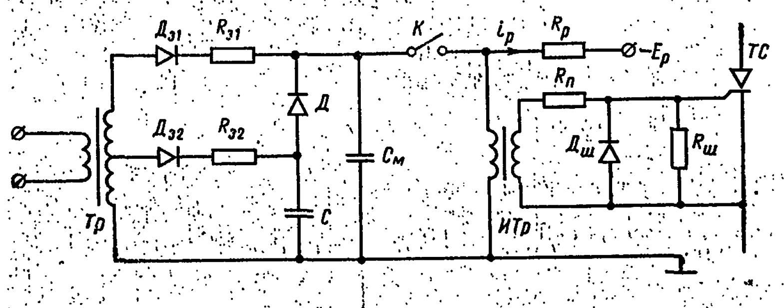


Рис. 4-35. Принципиальная схема генератора импульсов для форсированного включения тиристоров ГИФ.

с малыми индуктивностями рассеяния. Такие трансформаторы дороги, не технологичны, и поэтому применение их нежелательно при крупносерийном производстве. Эти недостатки ИТр можно устранить применением специального устройства для форсированного формирования тока управления.

Кроме того, для форсированного включения тиристора с целью уменьшения времени его включения, уменьшения потерь на управляющем переходе, а также для уменьшения мощности генератора импульсов целесообразно формирование усложненной формы управляющего импульса. В этом случае форма импульса управления имеет кратковременный форсирующий всплеск в передней части импульса.

Принципиальная схема ГИФ представлена на рис. 4-35 [Л. 57]. Схема работает по принципу разряда емкости через ключевой элемент в нагрузку (ИТр). Особенность схемы заключается в наличии двух контуров заряда и разряда, двух емкостей, одна из которых (меньшая) заряжается до большего напряжения, определяемого требуемой кратностью форсирования, а вторая (бо́льшая) заряжается до меньшего напряжения, требуемого для удержания тиристора во включенном

состоянии. В первый момент времени при включении ключа K разряжается малая емкость $C_м$, а большая емкость C не разряжается, так как соответствующий диод $Д$ заперт. Емкость $C_м$ разряжается быстро, осуществляя форсировку напряжения на первичной обмотке ИТр. При определенном выборе параметров схемы во вторичной обмотке ИТр образуется кратковременный форсирующий всплеск тока управления, существенно превышающий ток, необходимый для включения тиристора при медленном нарастании тока управления. Этим обеспечивается форсированное включение силовых тиристоров преобразователя. При другом выборе параметров схемы можно уменьшать длительность переднего фронта управления практически без существенного выброса в передней части импульса (без форсировки по току).

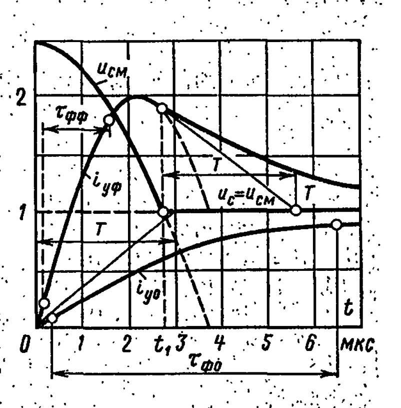


Рис. 4-36. Временные диаграммы работы ГИФ для форсированного включения тиристоров.

При включении ключа начинается разряд конденсатора емкости $C_м$ на индуктивность рассеяния и нагрузку. Напряжение на конденсаторе $C_м$ уменьшается примерно по косинусоидальному закону до момента t_1, когда напряжение на конденсаторе $C_м$ уменьшится до напряжения на конденсаторе C (рис. 4-36). Ток управления $i_{у.ф}$ до момента t_1 нарастает примерно по синусоидальному закону. Совместный разряд конденсаторов C и $C_м$ происходит начиная с момента t_1. Разряд осуществляется очень медленно ввиду большой емкости C, и поэтому на рис. 4-36 после момента t_1 напряжение на емкостях u_C показано практически постоянным. В интервале времени $0 \leqslant t \leqslant t_1$ форсированный ток управления ($i_{у.ф}$ на рис. 4-36) может быть определен как ток разряда емкости на индуктивность рассеяния L_s и активное сопротивление $R'_п$. Как известно, в случае комплексных корней ток разряда емкости равен:

$$i_{у.ф} = \frac{u_{Cм}(0)}{\omega' L_s} e^{-t/2T} \sin \omega t,$$

где $u_{C_м}(0)$ — напряжение на малой емкости в момент включения тиристора; $T=L_s/R'_н$ — постоянная времени ИТр; $\omega'=\omega_0\sqrt{1-\varepsilon^2}$ — угловая частота; $\omega_0=1/\sqrt{L_sC_м}=1/2\varepsilon T$ — угловая резонансная частота; $\varepsilon=R'_н/2\sqrt{L_s/C_м}=\sqrt{L_sC_м}/2T$ — коэффициент колебательности; $\rho_s=\sqrt{L_s/C_м}$ — волновое сопротивление.

Время, при котором ток достигает максимума ($di/dt=0$), определяется из уравнения

$$\operatorname{tg}\omega' t_m=\omega' 2T.$$

Введя относительное время $t_{m*}=t_m/T$, получим:

$$\bar{t}_{m*}=\frac{2\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\varepsilon_2}}{\varepsilon},$$

откуда следует, что относительное время зависит только от коэффициента колебательности ε, причем с уменьшением ε уменьшается t_{m*}. Так, $t_m=2T$ при $\varepsilon=1$; $t_m=0{,}872T$ при $\varepsilon=1/3$; $t_m=0{,}476T$ при $\varepsilon=1/6$. Поэтому для уменьшения длительности переднего фронта тока управления тиристорами с помощью ГИФ необходимо уменьшить коэффициент колебательности, т. е. при заданных постоянной времени и нагрузки ИТр необходимо уменьшить $C_м$. При малых по сравнению с единицей ε время формирования длительности фронта слабо зависит от изменения нагрузки $R'_п$, что является особенностью такого способа формирования фронта тока управления тиристорами. Действительно, если $\varepsilon\approx 0$, то

$$\sqrt{1-\varepsilon^2}\approx 1,\quad \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\varepsilon^2}}{\varepsilon}\approx\frac{\pi}{2}$$

и, следовательно,

$$t_m\approx 2\varepsilon\frac{\pi}{2}T=\pi\frac{R'_н}{2\rho_s}\frac{L_s}{R'_н}=\frac{\pi}{2}\sqrt{L_sC_м},$$

т. е. t_m не зависит от $R'_н$.

Для сравнения эффективности форсирующего контура с малой емкостью сопоставим получаемые в этом случае длительности фронтов токов управления $\tau_{ф.ф}$ с длительностями фронтов, получаемых без форсирующего контура $\tau_{фо}$. Введем коэффициент эффективности как отношение

$$k_э=\tau_{фо}/\tau_{ф.ф}.$$

Время $\tau_{фо}$ можно определить из схемы рис. 4-35 как частный случай, а именно, когда обе емкости заряжены до одинакового напряжения, что соответствует кратности форсировки по напряжению

$$k_н = \frac{u_{Cм}(0)}{u_C(0)} = 1.$$

При большой емкости C ее можно рассматривать как источник напряжения и считать форму тока управления экспоненциальной:

$$i_{уо} \approx (1 - e^{-t/T}) \frac{u_C(0)}{R'_н}.$$

Тогда длительность фронта между уровнями 0,1—0,9 установившегося значения равна:

$$\tau_{фо} \approx 2{,}2T.$$

Для ГИФ ($k_п > 1$), считая форму тока синусоидальной и отсчитывая длительность фронта на уровнях 0,1—0,9 максимального значения, получаем:

$$\tau_{ф.ф} \approx \frac{2{,}04}{\pi} t_m.$$

Сравнивая длительности фронтов по приведенным выше формулам, получаем, например, что коэффициент эффективности $k_э = 6{,}12$ при $\varepsilon = 1/6$ и $k_э = 3{,}9$ при $\varepsilon = 1/3$, т. е. длительность фронта тока управления в этом случае может быть уменьшена в 4—6 раз. Это свойство ГИФ позволяет на дешевых и технологичных ИТр, имеющих повышенную индуктивность рассеяния, получать требуемые фронты токов управления. Практически длительность фронта уменьшается несколько меньше расчетной из-за конечной длительности времени переключения ключа.

Несмотря на увеличение коэффициента эффективности ГИФ с уменьшением ε, существенное уменьшение его нежелательно, так как при этом уменьшается отношение амплитуды форсирующего всплеска тока к установившемуся значению $k_т = I_а / I_{уст}$ (кратность форсировки по току). Амплитуда тока при малых ε ($\omega' L \approx \rho_s$, $e^{-t/2T} \approx 1$) равна:

$$I_а \approx u_{C_м}(0)/\rho_s.$$

Установившееся значение тока

$$I_у = u_C(0)/R'_н.$$

Тогда нетрудно получить

$$k_т \approx 2k_н\varepsilon,$$

т. е. при заданной кратности форсировки по напряжению кратность форсировки по току $k_т$ уменьшается с уменьшением ε. Так, желая иметь $k_т \geqslant 1$ и $k_н \leqslant 3$, получим $\varepsilon \geqslant 1/6$ ($k_т = 1$ соответствует случаю, когда уменьшение длительности фронта тока управления осуществляется практически без существенного выброса в перед-

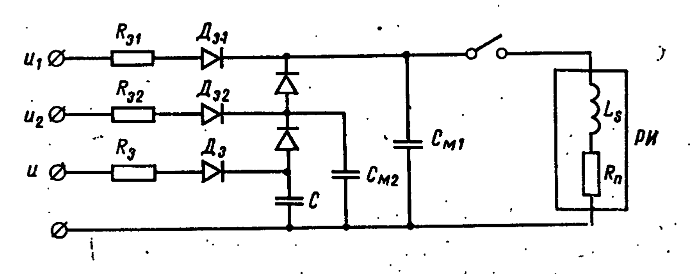


Рис. 4-37. Принципиальная схема генератора импульсов с двумя контурами форсированного включения тиристоров.

ней части импульса). Так как для лучшего включения тиристора желательно «пропустить» через управляющий электрод за минимальное время наибольший заряд, то увеличение $k_т > 1$ желательно, хотя формальная длительность фронта, отсчитываемая с учетом форсирующего выброса, может оказаться несколько выше. Отметим также, что после подключения емкости C ($u_{C_м} \leqslant u_C$) (момент t_1 на рис. 4-36) ввиду большой емкости C спадание тока до установившегося значения происходит практически по экспоненте с постоянной времени T, что увеличивает «площадь» форсирующего всплеска.

В ряде случаев (преобразователи с последовательным соединением тиристоров) для обеспечения малой длительности фронта и форсирующего всплеска тока управления может оказаться полезной схема генератора с двумя контурами форсировки (рис. 4-37). Эта схема содержит две малые емкости ($C_{м1} < C_{м2} < C$). Наименьшая емкость $C_{м1}$ заряжается до наибольшего напряжения ($u_1 > u_2 > u$) и осуществляет уменьшение длительности переднего фронта. Емкость $C_{м2} > C_{м1}$ заряжается до напряжения $u_2 < u_1$ и осуществляет необ-

ходимую длительность форсирующего всплеска тока управления. Емкость C заряжается до напряжения $u<u_2$ и формирует основную длительность импульса.

Такие схемы требуют выбора ключевого элемента на повышенное напряжение. Для тиристорных ключей этот недостаток не является существенным.

г) Транзисторные генераторы импульсов

При проектировании транзисторных ГИ необходимо учитывать, что при работе преобразователей на тиристорах (выпрямителей, инверторов и т. д.) происходят быстрые изменения токов и напряжений в силовой схеме [Л. 9, 12]. Особенно опасны быстрые изменения прямого напряжения на тиристорах, которые из-за наличия собственных емкостей *p-n*-переходов передаются в цепь управления. На рис. 4-38 приведена осциллограмма, иллюстрирующая наводки на управляющем электроде при резких изменениях анодного напряжения. Наводки на управляющем *p-n*-переходе опасны по двум причинам. Во-первых, они могут вызвать неправильную работу СУ или некоторых ее функциональных элементов. Во-вторых, они могут непосредственно привести к ложному включению тиристора в интервале, когда управляющие импульсы не подаются.

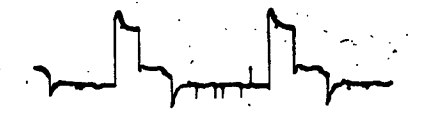


Рис. 4-38. Осциллограмма напряжения на управляющем переходе тиристора.

Выходное устройство *СУ* непосредственно или через трансформатор связано с катодом тиристора, и наводки могут проникать на вход *ВУ*. Поэтому не все транзисторные схемы, обеспечивающие на выходе требуемый управляющий сигнал, могут быть использованы в ВУ. Для СУ мощными преобразователями недопустимо использование устройств с сильной положительной обратной связью, так как помехи проходят с выхода на его вход и вызывают появление ложного управляющего импульса. Например, блокинг-генераторы, имеющие высокие технические показатели, обладают пониженной помехоустойчивостью, что ограничивает их применение. Импульсный усилитель с низким входным сопротивлением обеспечивает надежную работу, высокую помехо-

защищенность СУ и с успехом может применяться в ВУ систем управления мощными преобразователями.

Для устранения ложного отпирания тиристора в интервале между импульсами управления необходимо шунтировать управляющий p-n-переход с тем, чтобы высокочастотный ток протекал не по переходу, а по шунтирующему элементу.

Различают два типа исполнения транзисторных ГИ: с изолирующим ИТр и без него. Бестрансформаторные схемы просты, позволяют получить мощный импульс

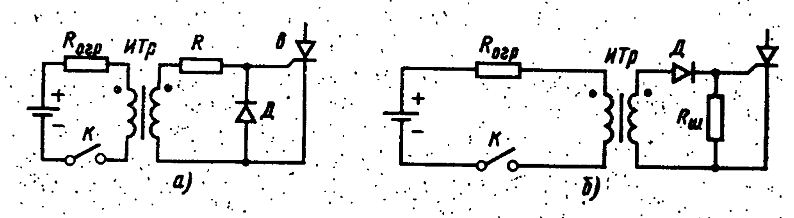


Рис. 4-39. Выходные устройства с шунтированием управляющего перехода тиристора с помощью диода (*а*) и резистора (*б*).

с крутым фронтом и в промежутке между импульсами шунтировать управляющий переход тиристора низким сопротивлением. Тем не менее применение бестрансформаторных схем ГИ ограничено из-за нежелательной электрической связи цепей управления с силовой схемой выпрямителя.

Указанный недостаток устранен в ГИ с изолирующим ИТр (рис. 4-39). Кроме того, наличие трансформатора позволяет оптимальным образом согласовывать параметры входной цепи тиристора и ГИ, а также управлять несколькими тиристорами. Однако применение выходного трансформатора приводит к снижению крутизны фронта управляющего импульса, увеличивает габариты ГИ при управлении широкими импульсами. Обмотка трансформатора не обеспечивает шунтирующего действия, так как представляет большое сопротивление (сотни килоом) для высокочастотного тока помехи. В этом случае шунтирование p-n-перехода в интервале между импульсами можно осуществить открытым диодом, подключенным параллельно управляющему переходу тиристора (рис. 4-39,*а*), или низкоомным резистором (рис. 4-39,*б*).

Рассмотрим работу ГИ с ИТр. В момент замыкания ключа K управляющий импульс через изолирующий ИТр передается на управляющий электрод, и тиристор включается. В это время через первичную обмотку трансформатора протекают рабочий ток (ток управляющего импульса) и намагничивающий ток трансформатора (рис. 4-40), равный:

$$i_\mu = i_{\mu н} + \frac{E_к}{L_\mu} t,$$

где L_μ — индуктивность цепи намагничивания; $i_{\mu н}$ — начальный ток цепи намагничивания (индуктивности рассеяния L_{s1} и L_{s2} пренебрежимо малы). При размыкании ключа K намагничивающий ток протекает уже во вторичной обмотке, замыкаясь через диод $Д$ и резистор R. В этом интервале происходит рассеяние электромагнитной энергии, накопленной в индуктивности трансформатора L_s за время управляющего импульса. Ток во вторичной обмотке в интервале между импульсами определяется соотношением

$$i_\mu = i_{\mu к}\left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L_\mu} t\right)\right].$$

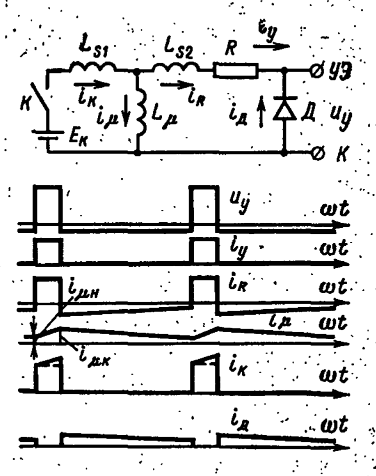


Рис. 4-40. Эквивалентная схема выходной цепи ГИ и диаграмма ее работы.

$u_у$ и $i_у$ — напряжение и ток через управляющий переход; i_R — ток в резисторе R; i_μ — намагничивающий ток трансформатора; $i_к$ — ток на входе трансформатора; $i_д$ — ток диода $Д$.

Для диода $Д$ этот ток является прямым. Прямое падение напряжения на диоде (0,5—1 В) прикладывается к управляющему электроду (рис. 4-39,*а*). При протекании по диоду прямого тока его дифференциальное сопротивление небольшое, что создает эффект шунтирования управляющего *p-n*-перехода тиристора. Наводимые в собственных емкостях тиристора токи будут протекать через диод, а не через управляющий переход. Диод выполняет две функции — шунтирование и отрицательное смещение управляющего перехода. Это зна-

чительно повышает устойчивость тиристора к скачкам анодного напряжения.

Такое построение ГИ имеет ограниченное применение, так как отрицательная площадка выходного напряжения трансформатора должна быть не меньше определенного значения, чтобы в течение всего интервала между импульсами поддерживалось отрицательное напряжение. При малой длительности положительного управляющего импульса она может оказаться недоста-

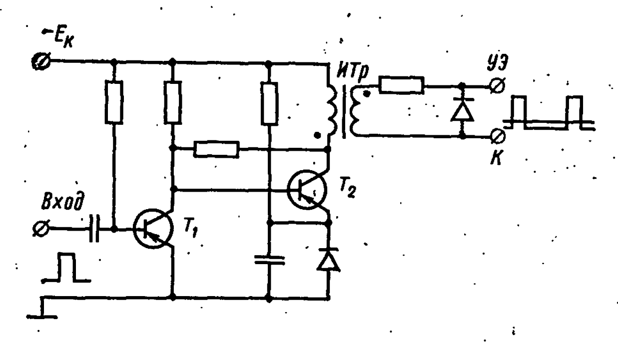


Рис. 4-41. Генератор импульсов на усилителе с обратной связью.

точной. Поэтому длительность положительного импульса приходится искусственно увеличивать, чтобы отрицательное смещение существовало во всем интервале между импульсами. В выпрямителях, работающих на низкой частоте (50 Гц), увеличение длительности импульса оказывается неоправданно большим, поэтому наибольшее распространение получила схема с шунтирующим резистором (рис. 4-39,*б*).

По указанным ранее причинам наиболее распространенной схемой транзисторных ГИ являются усилители [Л. 44, 48—52]. Число каскадов усилителя зависит от требуемого коэффициента усиления (обычно один или два каскада).

В настоящее время ГИ не удается выполнить полностью на интегральных микросхемах из-за отсутствия последних на токи 1—2 А и более. Только для управления выпрямителями на маломощных тиристорах можно применять интегральные микросхемы.

Схемы ГИ на обычных транзисторах приведены на

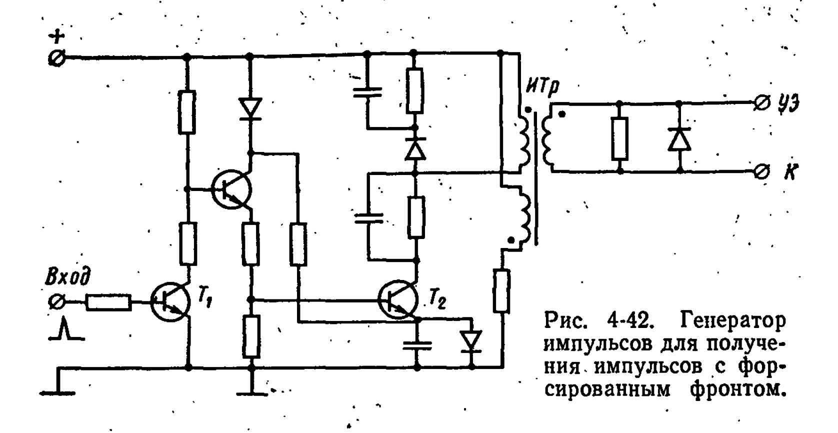


Рис. 4-42. Генератор импульсов для получения импульсов с форсированным фронтом.

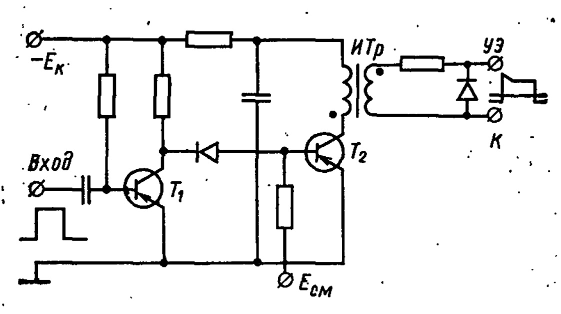


Рис. 4-43. Генератор импульсов для получения импульсов специальной формы с форсированным фронтом.

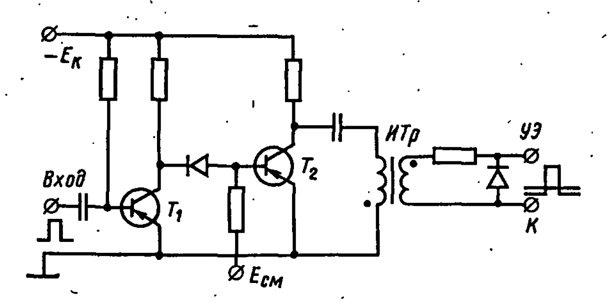


Рис. 4-44. Генератор импульсов, в котором выходной трансформатор работает по полной петле перемагничивания.

рис. 4-41—4-44. В схемах используются двух и трехкаскадные усилители. Транзисторы работают в ключевых режимах. Запирающее напряжение смещения транзистора может создаваться в схеме, как указано на рис. 4-41, либо подаваться от отдельного дополнительного источника (рис. 4-43 и 4-44).

Импульсный трансформатор в рассмотренных ГИ передает однополярные импульсы. В этом случае магнитопровод трансформатора работает по несимметричному частному циклу. Поэтому необходимо применять магнитные материалы с малой остаточной индукцией B_r или использовать подмагничивание трансформатора (обмотка w_3 в схеме на рис. 4-42) или схему с перемагничиванием магнитопровода (рис. 4-44).

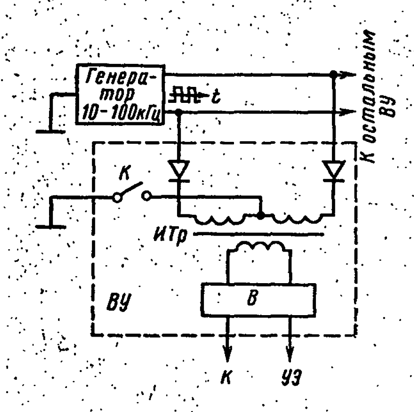


Рис. 4-45. Генератор управляющих импульсов с высокочастотным генератором, общим для всех тиристоров.

При разработке схем ГИ с широкими управляющими импульсами необходимо учитывать, что средняя мощность, рассеиваемая на управляющем переходе тиристора, не должна превышать предельно допустимую, и, кроме того, не должны существенно увеличиваться масса и габариты трансформатора. Широкие импульсы специальной формы (с выбросом на фронте) могут быть получены в схемах, приведенных на рис. 4-42 и 4-43. В момент включения транзистора T_2 (рис. 4-43) конденсатор разряжается через первичную обмотку ИТр и обеспечивает начальный выброс, а затем на управляющий электрод тиристора подается постоянное напряжение (ток), минимально необходимое для поддержания тиристора во включенном состоянии. Это значение задается резистором, ограничивающим ток в транзисторе T_2.

Другой способ получения широких управляющих импульсов состоит в высокочастотном (10—100 кГц) заполнении управляющего сигнала (рис. 4-45 и 4-46) [Л. 35, 48—51]. При замыкании ключа K (рис. 4-45)

первичная обмотка трансформатора ГИ подключается к генератору и на вторичной обмотке трансформатора ГИ наводится напряжение высокой частоты. После выпрямления это напряжение поступает на управляющий электрод тиристора.

В рассмотренном ГИ трансформатор работает по полной петле перемагничивания, что в совокупности

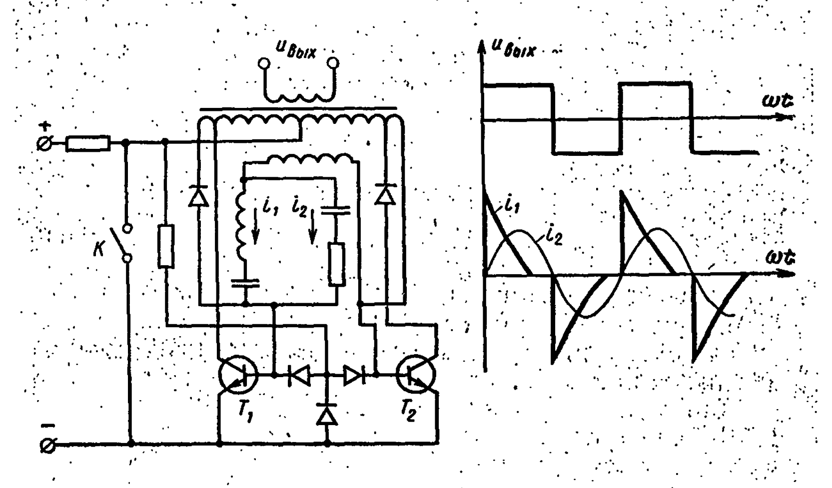


Рис. 4-46. Генератор управляющих импульсов с индивидуальным высокочастотным генератором для каждого тиристора.

с высокой частотой позволяет сделать его небольших размеров. Высокочастотный генератор может быть одним, общим для всех каналов СУ выпрямителя либо отдельным для каждого канала.

В рассмотренных ГИ связь СУ с тиристорами осуществляется через изолирующие ИТр. Для устранения недостатков, связанных с наличием трансформаторов ГИ, можно использовать тиристорные оптроны. Оптический характер связи между входной и выходной цепью оптрона обеспечивает электрическую изоляцию этих цепей при одновременном высоком быстродействии ГИ (фактически нет ограничения по крутизне фронта управляющего импульса). Более того, оптическая связь между входной и выходной цепями оптрона устраняет влияние паразитных наводок.

На рис. 4-47 приведена схема ВУ с оптроном типа АОУ103 [Л. 53]. Включение оптрона *ОТ* обеспечивает

включение силового тиристора T. Открывшийся оптрон будет поддерживать управляющий ток тиристора до момента его включения. После включения тиристор шунтирует оптрон с последовательным резистором $R_{огр}$ и полностью принимает на себя ток нагрузки. Этот ток ограничивается резистором $R_{огр}$. Использование оптронов в ГИ позволяет выполнить всю СУ на интегральных микросхемах, так как максимальный ток входной части оптрона равен 10—50 мА, а входное напряжение 1—2 В.

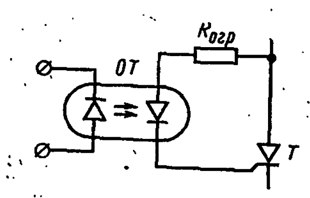


Рис. 4-47. Генератор управляющих импульсов с управлением от оптронов.

д) Трансформаторные размножители импульсов

При параллельном соединении тиристоров размножение импульсов осуществляется параллельным соединением ИТр. При последовательном соединении тиристоров, как уже упоминалось, ввиду высокого напряжения требуется кабельное или каскадное соединение ИТр.

Кабельное соединение ИТР представляет собой частный случай последовательного, когда все последовательно включенные обмотки выполнены кабельным витком (рис. 4-48), где цифрами обозначены: *1* — жила высоковольтного кабеля; *2* — изоляция кабеля (рассчитана на максимальное напряжение выпрямителя); *3* — групповые ИТр, к которым подключается вторая ступень кабельного размножения импульсов Z через индивидуальные ИТр *5* для включения силовых тиристоров *6*; *4*—условное обозначение кабеля второй ступени (более низковольтного, чем кабель *1*).

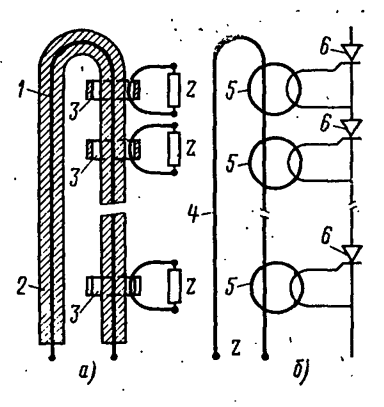


Рис. 4-48. Двухступенчатая кабельно-кабельная система размножения импульсов.

При напряжениях выпрямителя до 10—15 кВ в качестве кабельной петли *4* (рис. 4-48,*б*) можно исполь-

зовать промышленные кабели, а включение требуемого числа последовательно соединенных тиристоров 6 осуществлять с помощью индивидуальных импульсных трансформаторов 5. При повышенных напряжениях предпочтительнее двухступенчатые трансформаторные размножители импульсов (кабельно-кабельные, рис. 4-48,*а*,

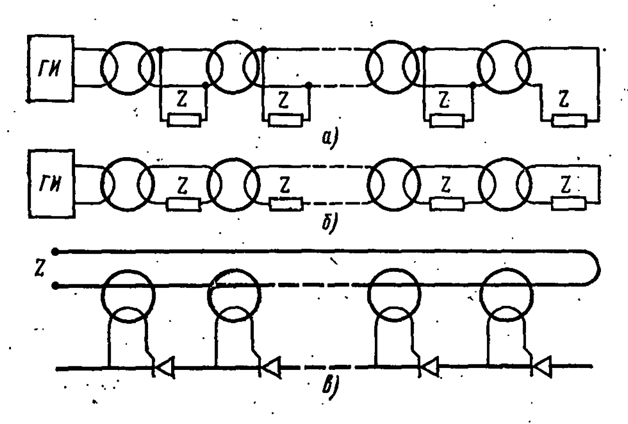


Рис. 4-49. Схемы каскадно-кабельных размножителей импульсов.

или каскадно-кабельные, рис. 4-49). С помощью кабельной системы размножения импульсов обеспечиваются практически одинаковые формы кривых токов управления всеми тиристорами. Эта особенность объясняется тем, что схема замещения для расчета фронтов в кабельной системе близка к схеме замещения одного ИТр (L_{s1}, L_{s2}, C) и отличается добавлением эквивалентной индуктивности кабеля $L^{*}_{к}=L_{к}/n$ ($L_{к}$ — индуктивность всей кабельной петли, n — число ИТр, рис. 4-50 и 4-51,*а*, *б*). При малых емкостях C схема замещения приводится к звену первого порядка (рис. 4-51,*в*, *г*). Поэтому даже при больших эквивалентных постоянных времени в этих схемах можно обеспечить малые длительности фронтов, например, применением рассмотренных ранее схем генераторов с двумя контурами для форсированного включения тиристоров.

К недостаткам кабельно-кабельных схем размножения, как уже упоминалось, относятся их повышенная чувствительность к помехам и неудобство в производ-

стве (отсутствие унификации для различных напряжений преобразователей). Этих недостатков лишены каскадная и каскадно-кабельная системы размножения импульсов (рис. 4-49). Схему рис. 4-49,*а*, где нагрузка *г* (рис. 4-49,*в*) подключена параллельно, будем называть параллельным каскадом, схему рис. 4-49,*б* — по-

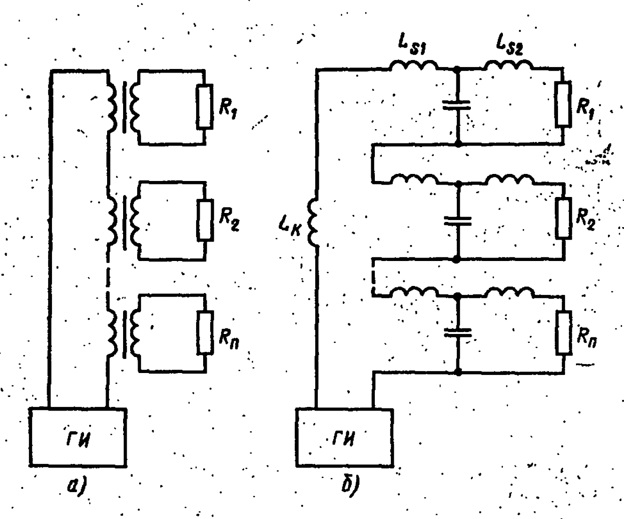


Рис. 4-50. Размножители импульсов с последовательным (кабельным) соединением ИТр.

а — принципиальная схема; *б* — схема замещения.

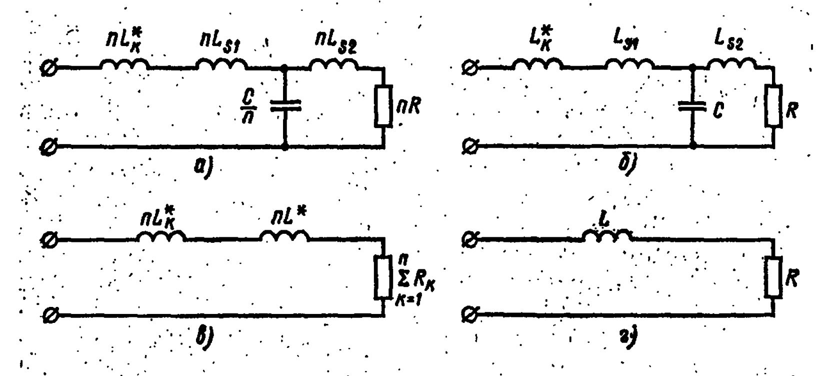


Рис. 4-51. Расчетные схемы замещения кабельной системы размножения импульсов.

а — при $R_к \approx R$ (параметры не нормированы); *б* — при $R_к \approx R$ (параметры нормированы); *в* — схема *а* при $C \approx 0$; *г* — схема *б* при $C \approx 0$.

следовательным. Схемы замещения параллельного и последовательного каскадов приведены на рис. 4-52,*а* и *б* для активной нагрузки (C — емкость ИТр, L — эквивалентная индуктивность рассеяния; R — активная нагрузка).

Детальное рассмотрение процессов формирования фронтов токов управления тиристорами в этих схемах

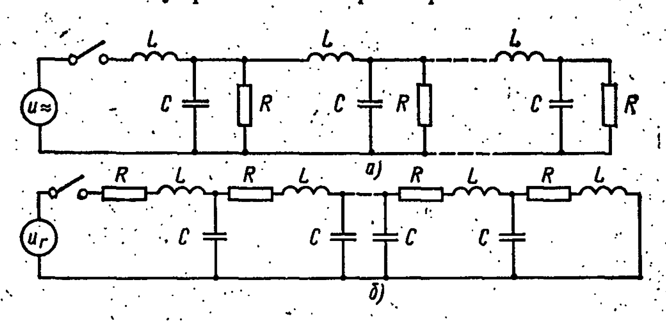


Рис. 4-52. Схемы замещения каскадных соединений ИТр.

а — параллельная нагрузка; *б* — последовательная нагрузка.

показало, что никаким выбором параметров схем замещения L, C, R нельзя сделать существенно близкими токи управления на всех тиристорах, а следовательно, обеспечить одновременное их включение [Л. 58].

Этот недостаток каскадных размножителей импульсов устраняется включением реактивных корректирующих цепей между групповыми каскадными ИТр и нагрузкой. Эти цепи задерживают формирование тока на нагрузках первых ИТр каскада больше, чем на последующих, с таким расчетом, чтобы на всех активных нагрузках одновременно сформировать токи управления тиристорами [Л. 58].

Полная схема замещения последовательного каскада с корректирующими цепями приведена на рис. 4-53. Корректирующие цепи представляют собой неоднородные искусственные линии с линейным законом изменения L и C. Каждая последующая цепочка (начиная с ИТр, наиболее удаленного от генератора) содержит те же элементы, что и предыдущая, и отличается добавлением одной индуктивности и одной емкости.

На рис. 4-54 приведены формы кривых токов управления на всех тиристорах каскадно-кабельных выход-

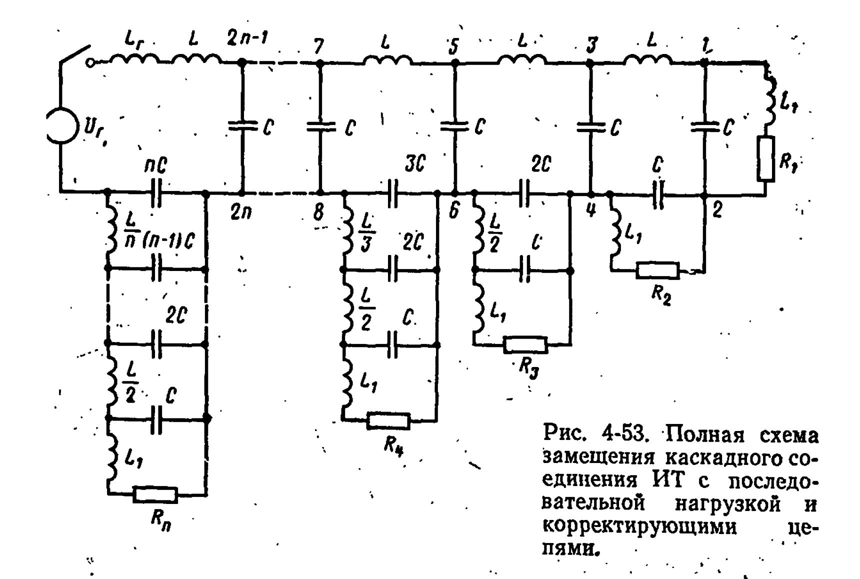


Рис. 4-53. Полная схема замещения каскадного соединения ИТ с последовательной нагрузкой и корректирующими цепями.

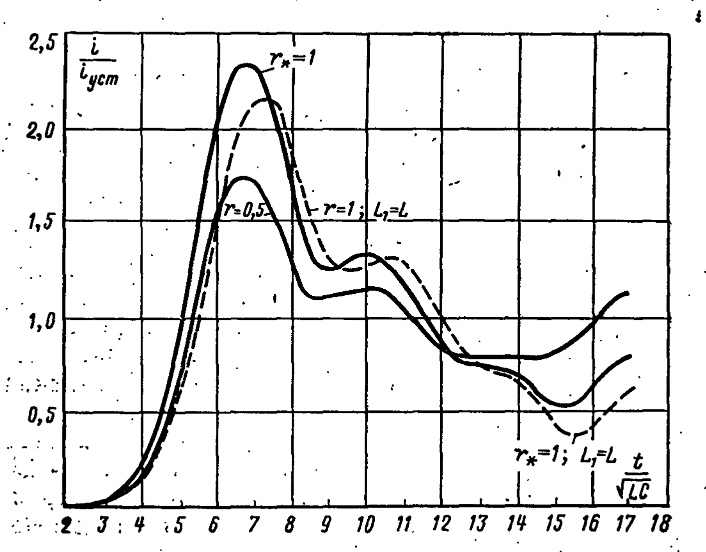


Рис. 4-54. Формы токов управления тиристорами ВУ с корректирующими цепями.

$L_1=0,1L$, $r_*=0,5$ и 1; $L_1=L$, $r_*=1$ — пункт. лин.; $r_*=R/\sqrt{L/C}$ — относительное сопротивление нагрузки; L_1 — сумма эквивалентной индуктивности кабельной петли и индуктивности рассеяния вторичной обмотки группового ИТр; L — сумма эквивалентной индуктивности кабельной петли и индуктивностей рассеяния первичной и вторичной обмоток группового ИТр.

ных устройств управления последовательно соединенными тиристорами при условии, что активные нагрузки схемы рис. 4-53 близки. Такая форма управляющего импульса обеспечивает очень быстрое и одновременное увеличение заряда (площади тока управления) тиристоров, что приводит к одновременному форсированному их включению.

4-4. УПРАВЛЕНИЕ РЕВЕРСИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Обычный (нереверсивный) управляемый выпрямитель (независимо от силовой схемы) обеспечивает однонаправленное протекание выпрямленного тока. В ряде случаев требуется изменение знака тока нагрузки (реверс). Реверсивный преобразователь состоит из двух комплектов вентилей. Один из них обеспечивает в выпрямительном и инверторном режимах протекание тока в одном направлении (например, положительном), а другой в противоположном (отрицательном).

Существуют два способа управления реверсивными преобразователями:

а) совместный;

б) раздельный.

При совместном управлении оба комплекта вентилей все время работают одновременно (совместно). При этом один из них работает в выпрямительном режиме, а другой в инверторном.

При раздельном способе управления всегда работает только один из комплектов, а другой в этом случае заперт, так как импульсы управления на него не подаются. Снятие управляющих импульсов с работающего комплекта не осуществляется до тех пор, пока выпрямленный ток не спадет до нуля и все тиристоры работавшего комплекса не отключатся. Только после этого возможно включение другого ранее неработавшего комплекта, а следовательно, и изменение знака тока нагрузки. Как рассмотрено в § 3-8, при совместном управлении, когда одновременно работают оба вентильных комплекта, возможно протекание уравнительного тока. Это объясняется тем, что при равенстве средних значений напряжения первого комплекта (работающего, например, в выпрямительном режиме) и напряжения второго комплекта (работающего в инверторном режиме) мгновенные значения их не равны, причем разность между мгновенными значениями этих напряжений в установившемся режиме представляет собой двухполярное напряжение, близкое к треугольной форме. Для ограничения уравнительных токов необходимо устанавливать ограничивающие реакторы, рассчитанные на номинальный выпрямленный ток. Такие реакторы громоздки и дороги.

При выборе способа управления реверсивными преобразователями необходимо сравнивать основные преимущества и недостатки обоих способов.

При совместном управлении реверсивный преобразователь постоянно готов к переходу из одного режима работы в другой. Отсутствие режимов прерывистых токов (режим непрерывных токов обеспечивается уравнительными токами) приводит к линейности внешней и однозначности регулировочной характеристик. Эти достоинства совместного управления создают благоприятные предпо-

сылки для разработки быстродействующих замкнутых систем автоматического управления.

Вместе с тем совместное управление требует применения дорогих и громоздких реакторов, а из-за ограничения минимального угла регулирования не представляется возможным полное использование мощности трансформатора и выпрямителя (работа при углах управления, близких к нулю). Кроме того, совместное управление требует постоянной работы одного из комплектов реверсивного выпрямителя в инверторном режиме, что повышает вероятность опрокидывания инвертора и снижает надежность преобразователя по сравнению с раздельным управлением, особенно в тех случаях, когда по технологическим причинам требуются редкие и кратковременные изменения знака тока нагрузки.

Преимущества раздельного управления противоположны недостаткам совместного (отсутствие ограничивающих реакторов, возможность работы выпрямителя при углах управления, близких к нулю, меньшая вероятность опрокидывания инвертора за счет существенного сокращения времени работы в инверторном режиме, меньшие потери и повышенный к. п. д. и др.).

К недостаткам раздельного управления следует отнести наличие бестоковой паузы при переключениях вентильных комплектов, нелинейность внешней и неоднозначность регулировочной характеристик, снижающие в определенной мере быстродействие реверсивного преобразователя.

Из сравнения достоинств и недостатков совместного и раздельного способов управления реверсивными преобразователями следует, что применение совместного управления нежелательно по крайней мере для тех объектов, где не требуются предельное быстродействие и высокая точность регулирования. Большинство реверсивных преобразователей, выпускаемых промышленностью, выполняется с раздельным способом управления, обеспечивающим повышенные технико-экономические показатели. Поэтому подробней рассмотрим системы раздельного управления.

Система раздельного управления реверсивным преобразователем содержит датчики состояния вентилей, определяющие закрытое состояние всех вентилей каждого из комплектов нереверсивных преобразователей, и схему логического переключающего устройства, предназначенного для выработки команды на снятие импульсов управления с окончившей работу группы и подачи импульсов на включение неработавшей группы.

Динамические параметры системы раздельного управления во многом определяются датчиком состояния вентилей. В первых разработках применялись датчики, контролирующие открытое и закрытое состояния тиристоров непосредственно по выпрямленному или переменному току (трансформаторы постоянного или переменного тока, шунты и т. д.).

Наряду с низкой чувствительностью таких датчиков сам способ контроля закрытого состояния тиристоров по току имеет принципиальные недостатки, заключающиеся в том, что информация о токе не всегда однозначно говорит о закрытом или открытом состоянии всех тиристоров. Так, в преобразователях повышенной мощности (большое число параллельно соединенных тиристоров, последовательное соединение вентилей с выравнивающими R- и RC-цепочками, параллелльное, последовательное или последовательно-параллельное соединение мостов и т. д.) общий ток утечки может превышать токи удержания тиристоров, и поэтому тиристоры могут быть включенны-

ми даже при отсутствии тока в нагрузке. Контроль тока может дать неверную информацию и в ряде аварийных режимов [Л. 59].

Эти недостатки требуют введения дополнительной бестоковой паузы и повышают вероятность появления аварийных режимов. Кроме того, трансформаторные датчики тока не удовлетворяют таким важным при крупносерийном производстве и эксплуатации требованиям, как унификация и взаимозаменяемость.

Датчик состояния вентилей во многом определяет надежность и динамические показатели реверсивного преобразователя. Поэтому для разработки этих датчиков был предложен ряд разнообразных принципов (контроль переменной составляющей напряжения преобразователя, контроль падения напряжения на управляющих переходах, датчики, основанные на подключении к тиристору генератора постоянного или высокочастотного тока, и др. [Л. 60—62]).

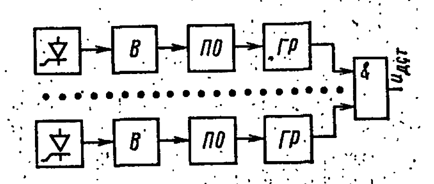


Рис. 4-55. Структурная схема датчика состояния тиристоров.

Наибольшее распространение получили датчики, основанные на принципе контроля мгновенного напряжения на всех тиристорах анодной (или катодой) группы. Этот принцип основан на том, что если хотя бы один из тиристоров какой-либо группы включен в данный момент времени, то на нем будет обязательно малое напряжение, определяемое падением напряжения на тиристоре, находящемся в открытом состоянии. Если же все тиристоры находятся в закрытом состоянии, то в любой момент времени (исключая моменты перехода напряжения на тиристорах через нуль, от которых можно отстроиться) на всех тиристорах будет напряжение, существенно превышающее падение напряжения на тиристорах, находящихся в открытом состоянии. Иначе говоря, наличие напряжений (положительных или отрицательных) на всех тиристорах группы, превышающих по модулю напряжение на тиристорах, находящихся в открытом состоянии, является достаточным условием закрытого состояния этих тиристоров.

Такие датчики надежно и практически мгновенно сигнализируют о закрытом состоянии тиристорной группы во всех статических и динамических режимах независимо от мощности выпрямителя и позволяют унифицировать схемные решения для выпрямителей различной мощности и назначения.

Структурная схема датчика состояния тиристоров, основанная на контроле напряжения на тиристорах, приведена на рис. 4-55. Напряжение, снимаемое с каждого тиристора, поступает через выпрямитель-формирователь *В* и пороговое устройство *ПО* на устройство гальванической развязки *ГР*. Пороговое устройство (зона нечувствительности) позволяет отстроиться от падения напряжения на открытых тиристорах. После гальванической развязки сигналы о мгновенном открытом или закрытом состоянии каждого из тиристоров поступают на логическую схему И. Если на всех тиристорах напряжение в какой-то из моментов времени будет превышать падение напряжения на включенных тиристорах, схема И сработает и выдаст сигнал о закрытом состоянии всех тиристоров данной группы.

Схемные решения, реализующие структурную схему датчика рис. 4-55, разнообразны и отличаются как устройствами гальванической развязки (трансформаторные, оптические), так и элементной базой других узлов (диоды, транзисторы и т. д.).

Один из вариантов простой схемной реализации такого датчика, освоенный промышленностью, приведен в [Л. 60].

Большинство логических переключающих устройств (ЛПУ) можно разделить на две группы. Устройства первой группы используют информацию из системы автоматического регулирования для выработки команды на реверс тока. В качестве такой информации используется, например, задание регулятору тока или сигнал рассогласования главного контура регулирования. Эти устройства выполняются по двух- или трехпозиционной схеме (при двухпозиционной схеме на один из комплектов всегда подаются импульсы управления, при трехпозиционной схеме существуют моменты времени, когда снимаются импульсы управления с обеих групп). Такие реверсивные преобразователи имеют неоднозначные и нелинейные внешние и регулировочные характеристики или ухудшенные динамические параметры, особенно в режимах прерывистых токов. Кроме того, в трехпозиционной системе из-за размыкания канала САР с интегральными регуляторами возможны броски тока при включении одного из комплектов.

Вторая группа ЛПУ не всегда использует дополнительную информацию с САР для выработки команды на реверс тока и поэтому отличается большей автономностью. ЛПУ такого типа называют поисковыми или сканирующими [Л. 60, 62].

В первых ЛПУ второго типа для переключения комплектов в функции нуля тока использовался специальный генератор, с помощью которого осуществлялся поиск того нереверсивного комплекта, для которого выполняются условия протекания тока, причем информация с САР исключалась полностью [Л. 62]. В дальнейшем были предложены ЛПУ поискового автоколебательного типа, в которых переключение комплектов в режимах прерывистых токов определяется с использованием информации о закрытом состоянии работавшей группы и информации о моментах формирования длительностей импульсов управления. В режимах непрерывных токов, кроме указанной информации, используется также дополнительная информация из САР (комбинированные ЛПУ). Наилучшие характеристики такие реверсивные преобразователи имеют при согласовании групп в точке 90—92°. Эти преобразователи имеют однозначные внешние и регулировочные характеристики. Нелинейность внешней характеристики хотя и имеет место, но в меньших пределах [Л. 60, 63].

Остановимся подробнее на структурной схеме соответствующего ЛПУ, освоенного промышленностью [Л. 60] (рис. 4-56).

Предположим, что в исходном состоянии работала, например, группа «вперед» — В. Из принципа построения ЛПУ системы раздельного управления следует, что это возможно, если:

а) была подана команда на работу «вперед», т. е. $u_в$;

б) оба нереверсивных комплекта были до момента включения комплекта «вперед» — В заперты, т. е. был сигнал с датчика о закрытом состоянии тиристоров $u_{дст}$;

в) отсутствовали импульсы управления на обоих комплектах.

Обращаясь к структурной схеме ЛПУ, убеждаемся, что описанный алгоритм реализуется. Действительно, логическая схема *И2* сработает лишь в том случае, если подана команда на реверс $u_в$,

выключены тиристоры (есть $u_{дст}$) и отсутствуют управляющие импульсы с ФСУ (есть инвертированный сигнал с ИЛИ 4 через ИН-2). Выход *И2* через *ИЛИ2* включает триггер *Тг1*, который через некоторую задержку ЛЗ-1 разрешает прохождение импульсов с *ФСУ* на включение нужной группы.

Предположим теперь, что необходимо изменить знак выпрямленного тока, т. е. включить группу «назад» — Н. Для этого необхо-

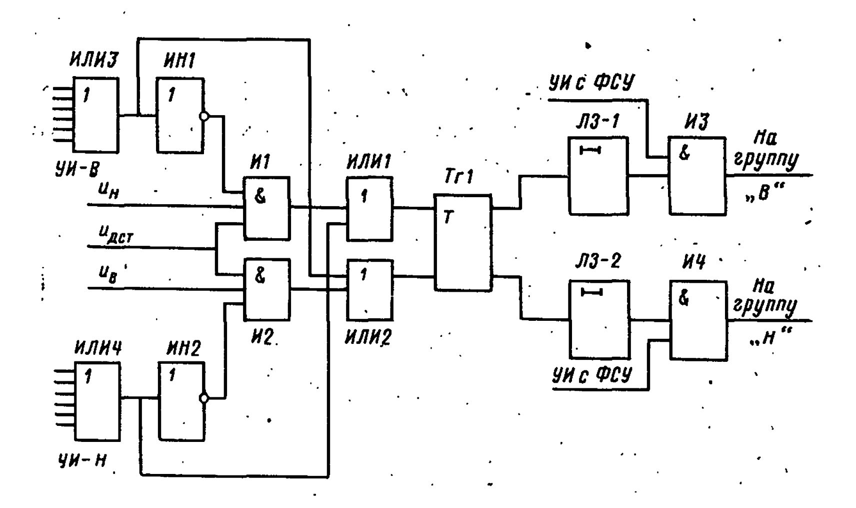


Рис. 4-56. Структурная схема логического переключающего устройства.

димо, чтобы пришел сигнал $u_н$, далее необходимо подождать до тех пор, пока все тиристоры обеих групп не выключатся (сигнал $u_{дст}$) и будут отсутствовать импульсы управления на обоих комплектах [наличие импульсов управления на одном из комплектов не дает возможность сработать схеме *И1* (*И2*), а импульсы на другой группе запрещают переключиться триггеру *Тг1*]. Лишь только после этого триггер переключится в положение, разрешающее подачу импульсов на группу «назад».

В реверсивных преобразователях с раздельным управлением, где требуется повышенное быстродействие, применяются два комплекта фазосдвигающих устройств. В этом случае максимальная бестоковая пауза близка теоретическому пределу $2\pi/m$ (для трехфазных мостовых схем 3,33 мс).

В преобразователях, не требующих повышенного быстродействия, можно применять один комплект ФСУ на реверсивный преобразователь. В этом случае может возникнуть дополнительная бестоковая пауза до 8 мс (например, при переходе из выпрямленного режима $\alpha \approx \alpha_{мин}$ к инверторному $\beta = \beta_{мин}$).

а) Особенности управляемого выпрямителя как звена САР

Управляемый выпрямитель является существенно нелинейным звеном, для которого несправедлив принцип наложения. Отношение изображений выходного напряжения выпрямителя к входному (напряжение управления и передаточная функция) зависит от входного сигнала и его формы.

Из принципа действия выпрямителя следует, что мгновенное напряжение его e при идеальной коммутации равно:

$$\frac{e}{E_{mi}}=\sin(\omega_0 t+\alpha_0+\alpha(t))=\cos\alpha(t)\sin(\omega_0 t+\alpha_0)+$$
$$+\sin\alpha(t)\cos(\omega_0 t+\alpha_0), \qquad (4\text{-}1)$$

где E_m — амплитуда линейного напряжения; ω_0 — частота питающей сети; α_0 — угол управления того вентиля, который включается первым; $\alpha(t)$ — ступенчатая возрастающая функция (изменяется скачком в моменты коммутации на величину $2\pi/m$); m — число фаз выпрямителя.

Ниже будет показано, что интервалы между коммутациями, а следовательно, и функции $\cos\alpha(t)$ и $\sin\alpha(t)$ существенно нелинейно зависят от скорости изменения напряжения управления, а поэтому выпрямитель принципиально не может быть точно представлен линейной моделью.

При построении замкнутых систем регулирования с использованием выпрямителя возникают трудности, связанные с тем, что управляемый выпрямитель имеет ряд особенностей, затрудняющих получение достаточно точной линеаризованной модели выпрямителя, а следовательно, применение методов линейной теории автоматического регулирования. Перечислим основные из этих особенностей.

1. Нелинейность выпрямителя, связанная с нелинейной зависимостью среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя от угла управления. Это типичная для нелинейных систем нелинейность типа насыщения-ограничения сказывается как в статических, так и в динамических режимах.

2. Специфическая нелинейность выпрямителя (динамическая, так как сказывается только при переменном напряжении управления) связана с тем, что длительность временно́го интервала между двумя соседними импульсами управления существенно нелинейно зависит от скорости изменения напряжения управления, что затрудняет представление выпрямителя линейным импульсным звеном.

Эта особенность, в частности, приводит к тому, что при положительной скорости изменения напряжения управления выпрямителем (переход от бо́льших углов регулирования к меньшим) выпрямитель реагирует на быстрые изменения напряжения управления, а при отрицательной производной напряжения управления выпрямитель однозначно и быстро реагирует лишь на те сигналы, модуль скорости изменения которых меньше скорости изменения пилообразного напряжения. Эта особенность неполной управляемости выпрямителя сохраняется и при большом числе фаз ($m \rightarrow \infty$), когда выпрямитель можно рассматривать как непрерывное звено, и физически связана с невозможностью выключить тиристор (сигналом управления) до тех пор, пока ток его не уменьшится до тока удержания.

Эта динамическая особенность выпрямителя вызывает эффект так называемой неполной управляемости выпрямителя, приводящей в быстродействующих системах регулирования к появлению устойчивых автоколебаний [Л. 64, 65].

3. Третья особенность выпрямителя связана с дискретным принципом его работы и приводит к тому, что напряжение выпрямителя, кроме полезного сигнала, пропорционального напряжению управления, генерирует пульсирующие помехи пилообразной формы с переменной частотой, линейно-зависящей от скорости изменения напряжения управления. Дискретность в управлении преобразователем (с конечным числом фаз) приводит, в частности, к появлению низкочастотных биений при воздействии высокочастотных сигналов и к возникновению субгармонических автоколебаний в замкнутых системах. Эти вопросы подробно рассмотрены в [Л. 64].

4. Нелинейность выпрямителя, связанная с его вентильным действием и приводящая к особенностям работы выпрямителя в режимах прерывистых токов. Эта особенность наиболее существенно сказывается в тех

случаях, когда прерывистый ток составляет значительную часть от номинального тока нагрузки.

Для качественного пояснения этих особенностей и получения структурной схемы выпрямителя рассмотрим поведение выпрямителя в некоторой условной криволинейной системе координат [$y_н$, $t_н$] сначала по оси ординат [$y_н$], затем по оси абсцисс [$t_н$] (рис. 4-57).

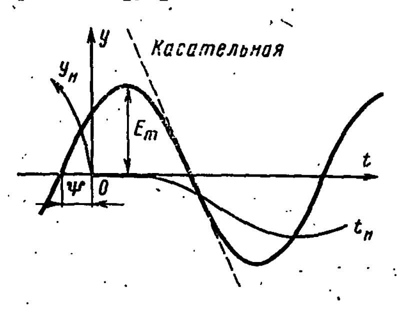


Рис. 4-57. Графические пояснения для перехода к нелинейной системе координат [$y_н$, $t_н$].

Переход к нелинейной системе координат по оси ординат (от y к $y_н$) удобен для выделения первой нелинейности преобразователя.

На рис. 4-57 изображен один период линейного напряжения, питающего выпрямитель:

$$y=E_m \sin(\omega_0 t+\psi), \qquad (4\text{-}2)$$

где E_m — амплитудное значение линейного напряжения; ω_0 — круговая частота питающей сети; t — время; ψ — начальная фаза, соответствующая углу регулирования ($\alpha=0$) и зависящая от числа фаз m выпрямителя (предельные случаи $m=2$; $\psi=0$ и $m=\infty$ $\psi=\pi/2$).

Переходя от линейной системы координат y к нелинейной $y_н$, выберем искривление нелинейной координаты таким образом, чтобы $y_н$ имела линейный характер хотя бы на участке $-\psi \leqslant x \leqslant 2\pi-\psi$, а нулевые значения $y_н$ и y совпадали (пунктирная линия на рис. 4-57), т. е.

$$y_н=kt+b. \qquad (4\text{-}3)$$

Если принять, что при $\omega_0 t=\pi-\psi$

$$\frac{dy}{dt}=\frac{dy_н}{dt} \text{ и } y=y_н=0,$$

то получим

$$k=\omega_0 E_m; \quad b=E_m(\psi-\pi),$$

и, следовательно,

$$y_н=E_m[\omega_0 t+(\psi-\pi)]. \qquad (4\text{-}4)$$

Исключив из (4-3) и (4-4) время, получим параметрическую связь между y и $y_п$:

$$\frac{y}{E_m} = \sin\frac{y_н}{E_m}. \qquad (4\text{-}5)$$

Формула (4-5) характеризует отмеченную ранее первую нелинейность выпрямителя типа насыщения-ограничения.

Из (4-5) видно, что связь между y и $y_п$ не зависит от начальной фазы φ, а поэтому (4-5) применимо для любой из семейства линейных синусоид, отличающейся начальной фазой ψ в $n \cdot 2\pi/m$ раз (m — число фаз преобразователя, n — номер коммутации).

Зависимость (4-5) позволяет переходить от нелинейной по напряжению системе координат $y_п$ к линейной (естественной) y. Эта зависимость справедлива для мгновенных значений фактического напряжения преобразователя и расчетного — «линеаризованного» в нелинейной системе координат.

Физический смысл перехода к нелинейной системе координат напряжений выпрямителя заключается в том, что вместо многофазной синусоидальной системы линейных напряжений выпрямитель как бы питается от соответствующей многофазной треугольной системы напряжений. Такой подход полезен при моделировании преобразователей [Л. 66].

На рис. 4-58 показаны временные диаграммы фактического напряжения преобразователя e (рис. 4-58,*а*) при напряжении управления $u_у$, изображенном на диаграммах системы фазового управления (рис. 4-58,*б*), а также временные диаграммы линеаризованного в нелинейной системе координат напряжения выпрямителя (рис. 4-58,*в*) $e_л$.

Диаграмма линеаризованных напряжений представляет собой касательные, проведенные в точках перехода через нуль (из положительных значений в отрицательные) для каждой из синусоид рис. 4-58,*а*, подобно тому как это показано пунктирной линией на рис. 4-57 для одной синусоиды.

Из принципа линеаризации [формула (4-5)] и ее диаграмм (рис. 4-58,*а*, *в*) следует, что наибольшее различие между e и $e_л$ имеет место при углах управления, близких к нулю и к 180°. При углах $\alpha \approx 90°$ различие между ними наименьшее, так как в этой части синусои-

да близка к соответствующей касательной, проведенной в точке перехода синусоиды через нуль.

Сравнивая временные диаграммы на рис. 4-58,*б* и *в*, убеждаемся, что обе эти диаграммы состоят из отрезков прямых, имеющих одну и ту же дискретность, но разные наклоны. Поэтому для построения линеаризованного напряжения выпрямителя эти две диаграммы можно объединить, сделав одинаковыми (согласовав)

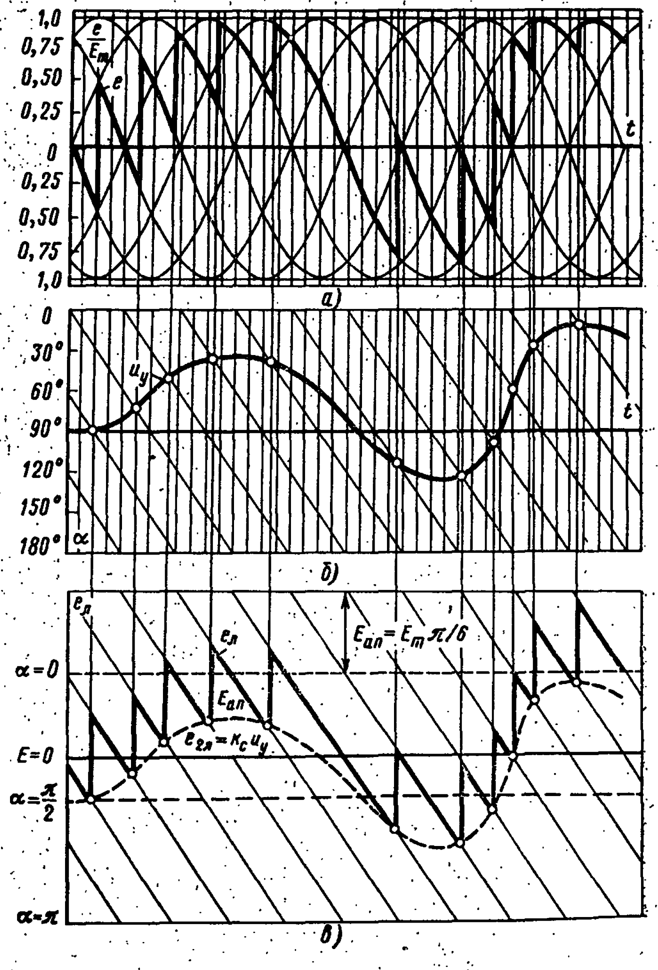


Рис. 4-58. Временные диаграммы.

масштабы наклонов, например удлинив диаграмму системы фазового управления рис. 4-58,*б* или нанеся на диаграмме линеаризованных (треугольных) напряжений преобразователя (рис. 4-58,*в*) горизонтальные прямые, соответствующие углам $\alpha=0$, $\alpha=\pi/2$ и $\alpha=\pi$, как показано на рис. 4-58,*в* пунктирными линиями. Такой подход позволяет выделить в линеаризованном напряжении выпрямителя две составляющие: полезную (гладкую),

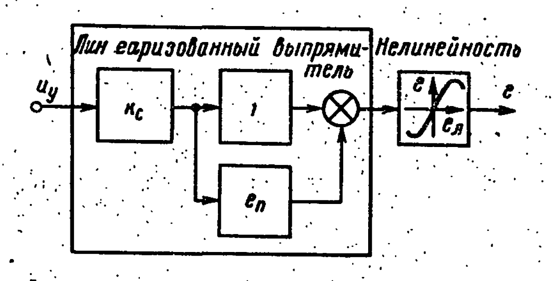


Рис. 4-59. Структурная схема выпрямителя.

пропорциональную напряжению управления, и пульсирующую «помеху», имеющую примерно треугольную пилообразную форму, с разным периодом повторения, но с одинаковой амплитудой (строго говоря, это напряжение отличается от пилообразного настолько, насколько напряжение управления между двумя соседними коммутациями отличается от прямой линии).

Амплитуда пульсирующей составляющей тем меньше, чем больше число фаз $E_{ап}=E_m\pi/m$ [для мостовой схемы ($m=6$) эта амплитуда равна $E_m\pi/6$].

При числе фаз, стремящихся к бесконечности ($m\to\infty$), и произвольном сигнале управления напряжение выпрямителя стремится к форме напряжения управления, если скорость убывания напряжения управления меньше скорости формирования пилообразного опорного напряжения, а амплитуда пульсирующей составляющей стремится к нулю.

Таким образом, линеаризованное напряжение выпрямителя равно:

$$e_л=e_{гл}+e_п, \qquad (4\text{-}6)$$

где $e_{гл}=k_c u_y$ — гладкая составляющая напряжения выпрямителя, пропорциональная напряжению управления;

k_c — коэффициент пропорциональности системы управления; $e_п$ — пульсирующая составляющая $e_л$.

В соответствии с изложенным на рис. 4-59 изображена структурная схема выпрямителя. Коэффициент пропорциональности между напряжением выпрямителя и напряжением управления, определяемый при $\alpha=90°$, обозначен на структурной схеме k_c.

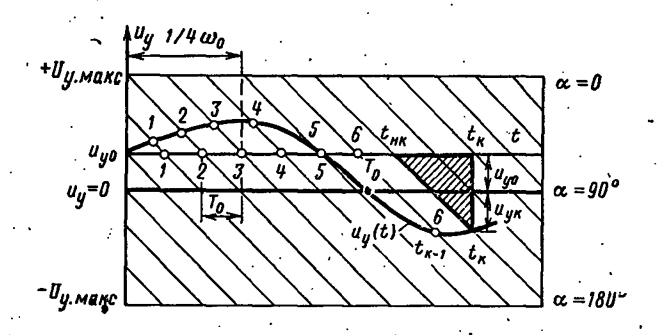


Рис. 4-60. Определение моментов начала формирования управляющих импульсов через $t_{нk}$ и u_{yk}.

Параллельно включенные звенья (масштабное *1* и $e_п$) отражают разложение линеаризованного напряжения выпрямителя на гладкую и пульсирующую составляющие. Нелинейное звено характеризует указанную ранее первую нелинейность, определяемую согласно формуле (4-5).

Рассмотрим подробнее пульсирующую составляющую.

Условимся считать равным нулю напряжение управления, соответствующее углу 90°, т. е. когда среднее напряжение выпрямителя равно нулю. Положительным напряжением управления будем считать напряжение, соответствующее выпрямительному режиму, а отрицательным — инверторному (рис. 4-60). При этом угол управления выпрямителя $\alpha=0$ будет соответствовать $u_y=+U_{y.макс}$, а $\alpha=180°$ — напряжению управления $u_y=-U_{y.макс}$. Тогда положительная производная напряжения управления будет соответствовать уменьшению угла управления (от бóльших значений к меньшим), а отрицательная скорость изменения напряжения управ-

ления будет соответствовать увеличению угла управления.

Выберем нелинейную координату по оси абсцисс, т. е. времени, таким образом, чтобы в нелинейном времени $t_н$ период $T_н$ пульсирующего напряжения был постоянен и равен интервалу между двумя импульсами в установившемся режиме $T_н = T_0 = 2\pi / m\omega_0$.

Выбрав за начало оси абсцисс момент, соответствующий первой коммутации из диаграммы систем фазового управления (рис. 4-60), можно записать уравнение для произвольного момента коммутации t_k:

$$t_к = t_{н.к} + [u_{у0} - u_у(t_к)]\, k_п^{-1}, \qquad (4\text{-}7)$$

где $u_{у0}$ и $u_у(t_k)$ — напряжения управления при $t=0$ и $t=t_k$ соответственно; $k_1 = 4U_{у.макс}\omega_0$ — тангенс угла наклона пилообразного напряжения системы фазового управления к оси времени; $t_{нk} = kT_0$ — нелинейное время, соответствующее моменту t_k.

Аналогично для момента времени t_{k-1}, соответствующего предыдущей коммутации,

$$t_{k-1} = t_{нk-1} + [u_{у0} - u_у(t_{k-1})]\, k_п^{-1}.$$

Если учесть, что $t_{нk} - t_{нk-1} = T_0$, интервал между двумя импульсами равен:

$$T_k = t_k - t_{k-1} = T_0 - \frac{[u_у(t_k) - u_у(t_{k-1})]}{4\omega_0 U_{у.макс}}. \qquad (4\text{-}8)$$

Для вычисления T_k по приведенной формуле необходимо знать приращение напряжения управления между моментами коммутации t_{k-1} и t_k, т. е. $\Delta u_{уk}$. Для большей наглядности формулы (4-8) выразим приращение напряжения через T_k и производную напряжения управления в некоторый момент t^*_k ($t_{k-1} < t^*_k < t_k$), когда имеет место равенство (рис. 4-61)

$$\frac{\Delta u_{уk}}{T_k} = \frac{du_у(t^*_k)}{dt} = u_у(t^*_k). \qquad (4\text{-}9)$$

Из (4-8) и (4-9) получаем:

$$T_k = \frac{T_0}{1 + \dfrac{u_у(t^*_k)}{4\omega_0 u_{у.макс}}}. \qquad (4\text{-}10)$$

Полученная формула характеризует вторую специфическую особенность выпрямителя — динамическую

нелинейность (зависимость интервала между двумя импульсами управления от скорости изменения управляющего сигнала). Из формулы (4-10) следует, что $\dot{u}_у \to \infty$, $T_k \to 0$, что объясняет мгновенную реакцию выпрямителя при переходе от больших углов регулирования к малым. По мере уменьшения производной напряжения управления T_k увеличивается. При $\dot{u}_у=0$ (установившийся режим) $T_k=T_0$.

Если $\dot{u}_у$ уменьшается до критического значения, равного скорости формирования пилообразного напряжения ($\dot{u}_у \to 4\omega u_{у.макс}$), то $T_k \to \infty$. Это физически означает, что при отрицательных скоростях изменения напряжения управления, по модулю превышающих критическую скорость, напряжение выпрямителя перестает полностью определяться сигналом управления.

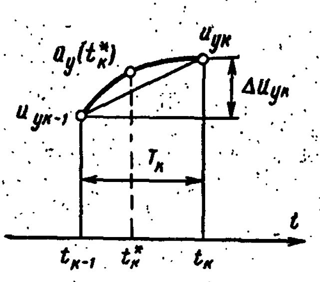


Рис. 4-61. Графические пояснения к замене приращения напряжения управления $\Delta u_{уk}$ через производную $\dot{u}_у(t^*_k)$ и T_k.

В этом случае не вся существенная информация, содержащаяся в напряжении управления, передается в напряжение выпрямителя, т. е. неизбежна потеря информации (неполная управляемость выпрямителя). Линеаризованное напряжение выпрямителя в этом случае будет изменяться по линейному (по времени) закону, а полное напряжение преобразователя будет представлять собой отрезок междуфазного синусоидального напряжения той фазы, тиристор которой включился последним. Эту особенность выпрямителя необходимо учитывать в реверсивных преобразователях, так как она является причиной динамических уравнительных токов [Л. 64].

Поскольку T_k является периодом пульсирующей составляющей напряжения выпрямителя, то из формулы (4-10) следует, что эта составляющая представляет собой частотно-модулированное колебание, причем частота линейно зависит от скорости изменения управляющего сигнала.

Системы с частотно-импульсной модуляцией являются существенно нелинейными и рассмотрены в [Л. 66].

Представление выпрямителя как нелинейного звена с широтно-импульсной модуляцией второго рода рассмотрено в [Л. 64].

Таким образом, управляемый выпрямитель может быть представлен безынерционным нелинейным масштабным звеном лишь в том случае, когда выпрямитель нагружен на сравнительно инерционную нагрузку, хорошо отфильтровавшую пульсирующую составляющую напряжения, а скорость изменения управляющего сигнала не превосходит критическую, определяемую скоростью изменения опорного пилообразного напряжения системы фазового управления. При этом коэффициент усиления этого масштабного звена мало изменяется лишь при углах управления, близких к 90°. В тех случаях, когда углы управления малы или велики, изменения этого коэффициента более существенны.

В тех случаях, когда от системы автоматического регулирования с выпрямителем требуется предельное быстродействие, необходимо учитывать описанные особенности выпрямителя [Л. 63].

Рис. 4-62. Линеаризация (*а*) и разложение напряжения выпрямителя на линейную составляющую (*б*) и ступенчатую (*в*).

б) Переходные процессы в выпрямителе при заданном законе управления

Поскольку выпрямитель представляет собой нелинейную импульсную систему, то достаточно точный расчет переходных процессов в замкнутых САР затруднен.

Приближенный и достаточно трудоемкий расчет таких процессов возможен, например, с использованием дискретного преобразования Лапласа (z-преобразования), когда нелинейная импульсная система заменяется линейной. Так, в [Л. 68, 69] при расчете нелинейное звено широтно-импульсной модуляции второго рода заменяется линейным звеном с амплитудно-импульсной модуляцией.

Ограничимся здесь рассмотрением расчета переходных процессов для более простого случая, когда задан закон изменения напряжения управления выпрямителем.

Для расчета переходных процессов в этом случае необходимо знать переходную характеристику линеаризованной части нагрузки $h(t)$, получаемую при замене напряжения выпрямителя источником напряжения ступенчатой формы.

Пусть e — мгновенное изменение напряжения выпрямителя при заданном законе управления $u_у(t)$. Линеаризуем e отрезками параллельных прямых, отстоящих друг от друга на равных расстояниях, как показано на рис. 4-62,*а*. Тогда напряжение выпрямителя может быть представлено в виде разности двух напряжений: линейного $e_1(t)=E(0)+k_1t$ (рис. 4-62,*б*) и ступенчатого e_2 (рис. 4-62,*в*), изменяющегося скачком на одно и то же значение ΔE только в моменты коммутаций (коммутация считается мгновенной). Составляющая переходного процесса $H_2(t)$, вызванная ступенчатым напряжением e_2, может быть выражена через сумму переходных характеристик, смещенных по времени на $t_1, t_2, \ldots, t_k$ (t_k — моменты коммутаций выпрямителя, определяемые точками пересечения опорного пилообразного напряжения с напряжениями управления):

$$H_2(t)=[h(t-t_1)+h(t-t_2)+\ldots+h(t-t_k)]\,\Delta E,$$

где ΔE — скачок в линеаризованном напряжении (рис. 4-62).

Составляющие переходного процесса, вызванные линейной составляющей e_1, могут быть определены, например, с использованием интеграла Дюамеля [Л. 70] по формуле

$$H_1(t)=E(0)\,h(t)+k_1\int_0^t h(t-\tau)\,d\tau.$$

Общий переходный процесс определяется суммой

$$H(t)=H_1(t)+H_2(t). \qquad (4\text{-}11)$$

Таким образом, для расчета переходных процессов в выпрямителе при заданном законе управления необходимо знать моменты коммутаций $t_к$, переходную характеристику нагрузки выпрямителя $h(t)$ и вычислить интеграл

$$\int_0^t h(t-\tau)\,d\tau. \qquad (4\text{-}12)$$

Для линейных систем вычисление этого интеграла не вызывает затруднений, так как

$$h(t)=\Sigma A_i e^{\alpha_i t}\sin(\omega_i t+\psi_i).$$

Отметим, что вычисление интеграла (4-12) совершенно не зависит от закона управления и определяется только характером переходной характеристики нагрузки выпрямителя, а поэтому $H_1(t)$ может быть построена заранее для интересующих $h(t)$.

Для вычисления функции $H_2(t)$ достаточно при известной переходной характеристике $h(t)$ определить только моменты коммутации t_k, а затем просуммировать переходные характеристики, смещенные по времени на t_k. Моменты коммутации могут быть определены как графически (точки пересечения опорного пилообразного напряжения с напряжением управления), так и с использованием формул (4-8)—(4-10).

в) Элементы систем автоматического регулирования

Выпрямители, работающие на естественных характеристиках, используются весьма редко. Для большинства потребителей постоянного тока требуется автоматическая стабилизация или регулирование выпрямленного напряжения или тока. Эти функции выполняет система автоматического регулирования (САР) выпрямителя, которая содержит собственно выпрямитель с системой фазового управления и автоматический регулятор.

Структурная схема САР, в которой используется способ регулирования по отклонению выходного напряжения или тока, приведена на рис. 4-1. При таком способе регулирования автоматический регулятор (АР) состоит из следующих основных элементов: а) датчика регулируемой величины; б) источника, задающего требуемое значение регулируемой величины; в) элемента сравнения (суммирующего устройства); г) усилителя сигнала рассогласования.

Напряжение с датчика регулируемой величины сравнивается с напряжением источника заданного значения регулируемой величины U_0. Полученная разность напряжений $\Delta u = u - U_0$ называется сигналом рассогласования. Она показывает, насколько отклонилось фактическое значение регулируемой величины от заданного, т. е. какова ошибка системы регулирования. Сигнал рассогласования через усилитель воздействует на фазосдвигающее устройство СУ, которое осуществляет сдвиг управляющих импульсов таким образом, чтобы устранить отклонение значений регулируемой величины (схему управления можно в данном случае рассматривать как исполнительный элемент САР).

Основные задачи регулирования могут быть решены с помощью относительно небольшого набора функциональных элементов. Например, различные законы регулирования (пропорциональный, пропорционально-интегральный и т. д.) могут быть реализованы применением однотипных усилителей постоянного тока с различными цепями обратной связи и цепями на входе. С помощью функциональных блоков на тех же усилителях можно выполнить операции умножения, деления, введения различного рода нелинейностей и т. д.

В СССР разработана и внедрена унифицированная блочная система регуляторов (УБСР), состоящая из усилителей, датчиков, задающих устройств, функциональных преобразователей и источников питания [Л. 31]. Путем соответствующей компоновки тех или иных устройств достигается выполнение регуляторов различного назначения. Устройства УБСР размещаются в блоках единой унифицированной блочной конструкции. Унифицированная система регуляторов имеет три модификации: УБСР-А на дискретных элементах, УБСР-АИ на интегральных схемах, УБСР-Д — дискретная система.

УБСР-Д выполнена на транзисторных элементах «Логика-ТМ». Параметры сигналов цифроаналоговых преобразователей УБСР-Д согласованы с параметрами аналоговых блоков серии УБСР-А.

Более подробно рассмотрим элементы аналоговой серии УБСР-АИ, выполненные на интегральных схемах. В состав первой очереди УБСР-АИ входят функциональные ячейки операционных усилителей, фазочувствительных выпрямителей, задатчиков интенсивности, гальванических развязок, нелинейностей и согласующих усилителей. Предполагается разработка ячеек контроля исправной работы и сигнализации нарушений режимов, позволяющих обеспечить быстрое отыскание и устранение возможных неисправностей.

Ячейка операционных усилителей У2-АИ содержит два интегральных усилителя $У_1$ и $У_2$ с цепями коррекции, смещения нуля и защитными диодами на входе (рис. 4-63). Транзисторы T_1, T_2 образуют схему плавного ограничения выходного напряжения, регулируемого раздельно для каждой полярности напряжения. Стабилитроны

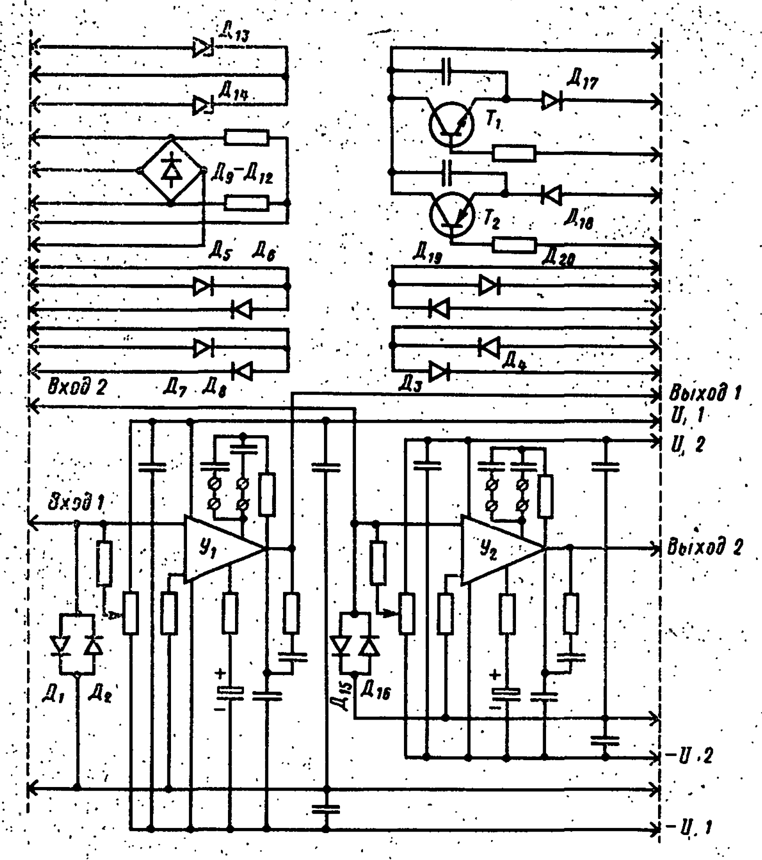


Рис. 4-63. Схема ячейки операционных усилителей У2-АИ.

$Д_{13}$, $Д_{14}$ позволяют собрать схему нерегулируемого ограничения. Диоды $Д_3$—$Д_8$, $Д_{19}$, $Д_{20}$ могут использоваться для создания зоны нечувствительности и для ряда других вспомогательных операций.

Ячейка согласующего усилителя У1-АИ (рис. 4-64) содержит схему, которая состоит из интегрального усилителя $У$ и каскада усиления мощности на транзисторах T_1—T_4. Ячейка используется для связи с исполнительными устройствами, имеющими входные сигналы ±24 В.

Ячейка фазочувствительного выпрямителя ФВ-1АИ (рис. 4-65) предназначена для преобразования входного сигнала переменного тока в выходной сигнал постоянного тока с различением полярности. Усилитель $У_1$ является амплитудным двухполупериодным детектором с коэффициентом передачи, равным единице. Режим работы усили-

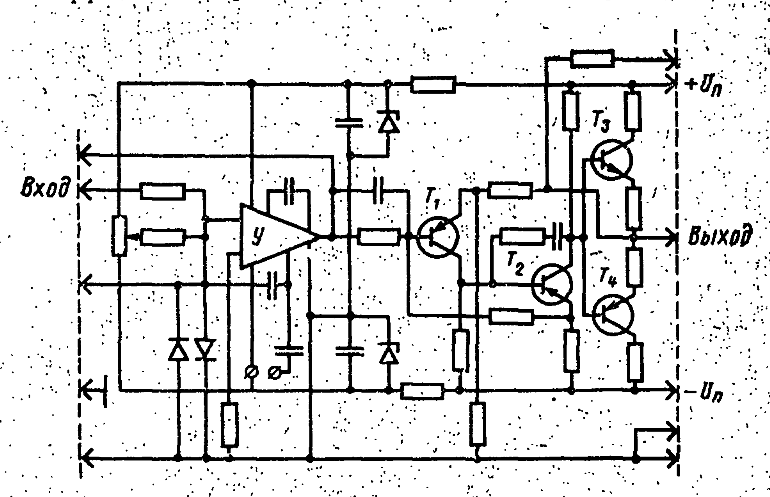


Рис. 4-64. Схема ячейки согласующего усилителя.

теля определяется состоянием транзистора T. В полупериод, когда транзистор открыт, усилитель $У_1$ работает как инвертор сигнала, а при закрытом T — как повторитель, что и положено в основу выпрямляющего действия схемы. Усилитель $У_2$ выполняет роль фильтра. Усилитель $У_3$ является согласующим. Стабилитроны $Д_2$, $Д_3$ защищают входы $У_1$ от превышения допустимого уровня синфазных напряжений. Управляющее напряжение, подаваемое на базу транзистора T, должно быть в фазе или противофазе с входным сигналом.

Ячейка задатчика интенсивности ЗИ-1АИ (рис. 4-66) предназначена для линейной развертки во времени входного сигнала. Усилитель $У_1$ работает в режиме регулируемого ограничения, $У_2$ — в режиме интегратора, а $У_3$ — в режиме инвертора сигнала. Схема ограничения собрана на транзисторах T_1, T_2. Время развертки регулируется плавно изменением уровня ограничения $У_1$ и дискретно подбором емкости конденсатора в обратной связи $У_2$.

Ячейка гальванической развязки РГ-1АИ (рис. 4-67) предназначена для потенциального разделения низковольтных цепей и содержит согласующий усилитель $У$ с эмиттерным повторителем на выходе (транзисторы T_2, T_3), модулятор и два демодулятора на транзисторах T_5—T_{16}, а также генератор несущей частоты на транзисторах T_1—T_4. Коэффициент передачи устанавливается резистором R в цепи обратной связи усилителя.

Ячейка квадратичного преобразователя ПК-1АИ предназначена для воспроизведения квадратичной зависимости, а также для извле-

Рис. 4-65. Схема ячейки фазочувствительного выпрямителя ФВ-1АИ.

чения квадратного корня и содержит усилитель и диодно-резисторные цепочки, включаемые на входе либо в обратной связи усилителя.

Ячейка связи С1-АИ содержит набор резисторов и конденсаторов для формирования входных цепей и цепей обратных связей четырех усилителей, работающих в режиме П-, И- и ПИ-регуляторов.

Ячейка фильтров Ф1-АИ предназначена для построения Т-образных фильтров в сочетании с резисторами ячейки связи. Содержит набор конденсаторов различной емкости.

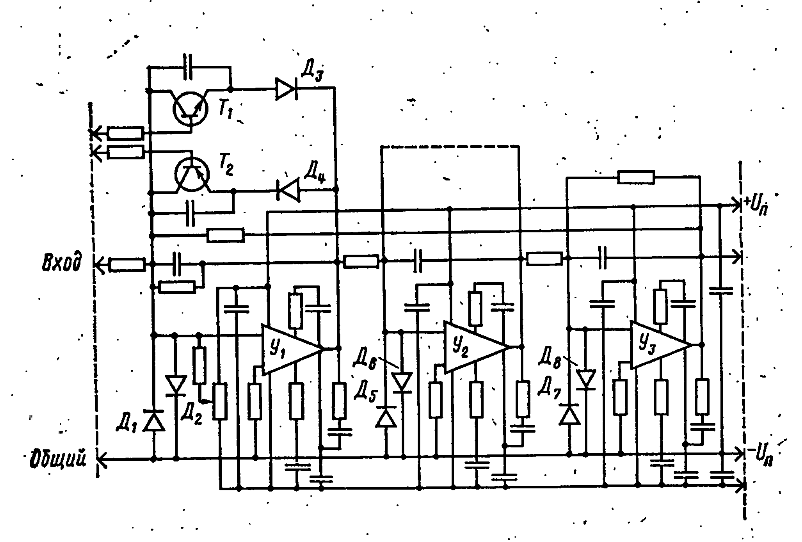


Рис. 4-66. Схема ячейки задатчика интенсивности ЗИ-1АИ.

В управляемых выпрямителях со стабилизацией выходного напряжения в качестве источника опорного напряжения U_0 обычно используются кремниевые стабилитроны (рис. 4-68). Напряжение U_0 зависит от входного напряжения $U_{вх}$, тока нагрузки и температуры. Для уменьшения влияния температуры на опорное напряжение применяются либо стабилитроны с малым ТКИ (типа Д818), либо искусственная термокомпенсация с помощью диодов, включенных в прямом направлении [Л. 54]. В этом случае элементы сравнения обычно выполняют по мостовой схеме. На рис. 4-68,*а*, *в*, *д* приведено несколько вариантов схем сравнения. Выходное напряжение схем сравнения равно разности напряжений на R_1 и стабилитроне $Д_0(\Delta U)$. Характеристики элементов сравнения (зависимость выходного напряжения от входного) приведены на рис. 4-68,*б*, *г*, *е*. При некотором значении входного напряжения $U_{вх0}$ характеристика элемента сравнения проходит через нуль. Напряжение $U_{вх0}$ зависит от напряжения стабилизации стабилитрона U_0 и от напряжения U_{R1} (от коэффициента деления R_1/R_2 для схем рис. 4-68,*а* и *д*). Изменением коэффициента деления можно менять напряжение $U_{вх0}$, а тем

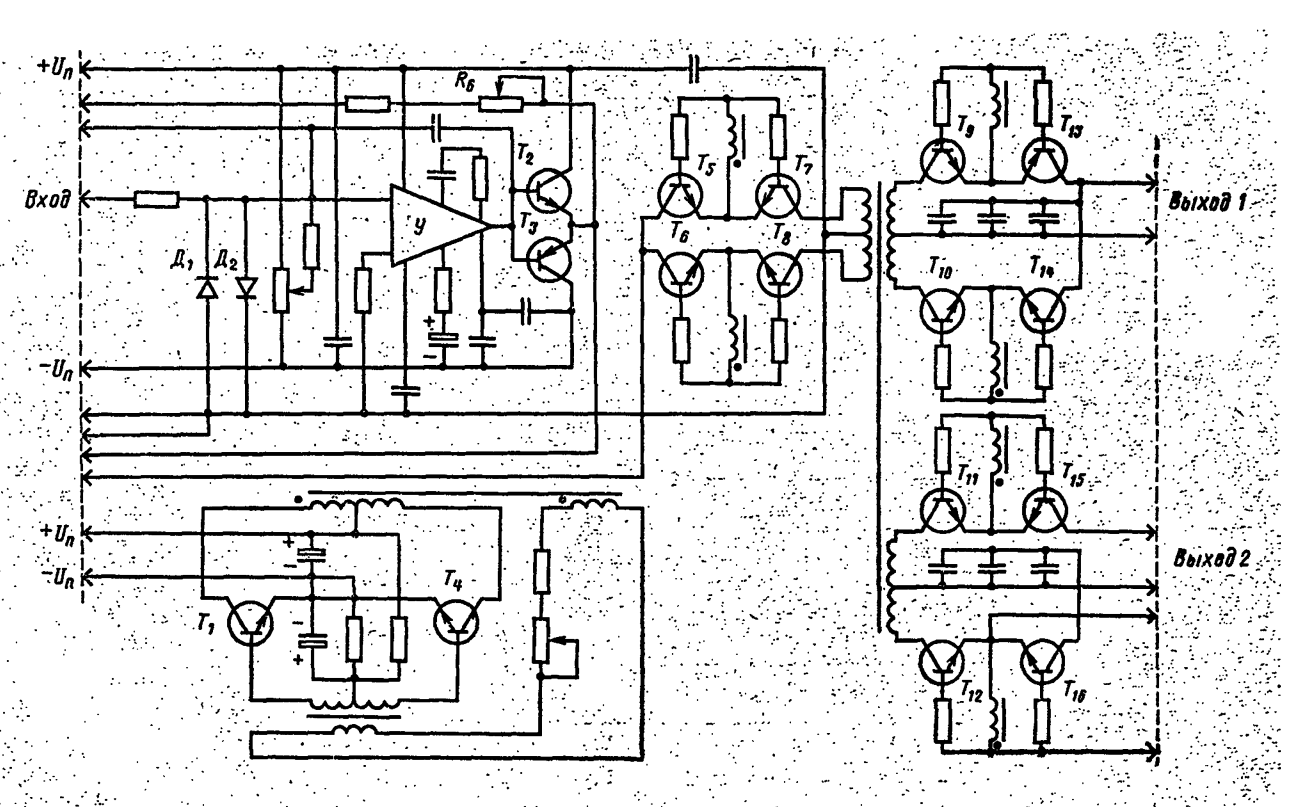


Рис. 4-67. Схема ячейки гальванической развязки РГ-1АИ.

самым и уровень регулируемой величины. Коэффициент передачи K схем рис. 4-68,*а* и *д* приблизительно равен:

$$k_1 = \frac{\Delta U}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(если пренебречь динамическим сопротивлением стабилитрона $R_д$).

Нагрузкой элемента сравнения является усилительный элемент. Входная цепь усилительного элемента не должна сильно влиять на работу элемента сравнения, следовательно, внутреннее сопротивление элемента сравнения должно быть небольшим.

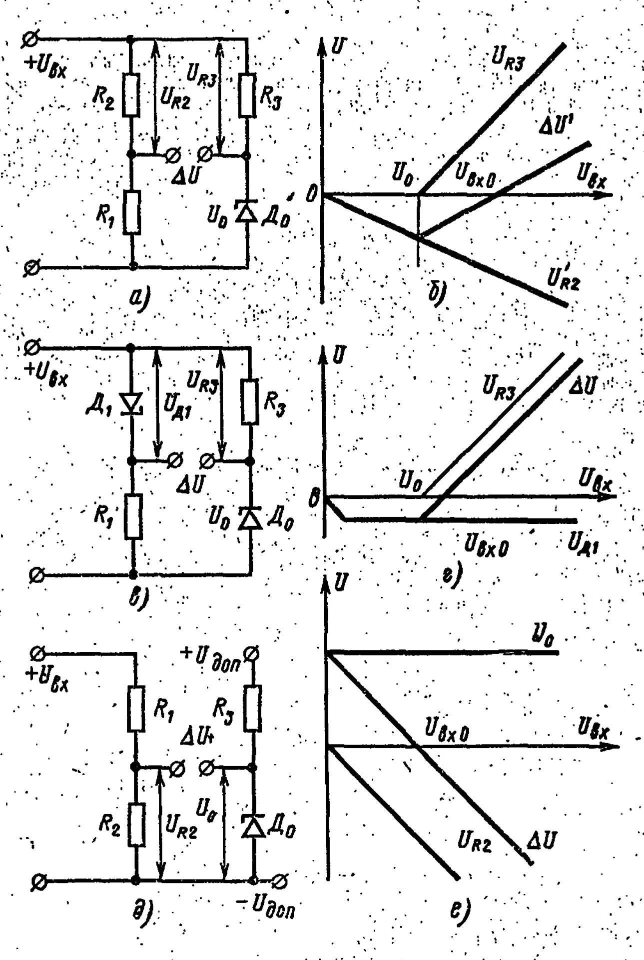


Рис. 4-68. Схемы элементов сравнения автоматического регулятора и их выходные характеристики.

г) Влияние коэффициента усиления регулятора на точность стабилизации выходных параметров выпрямителя

Для определенности рассмотрим стабилизацию выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя. В установившемся режиме связь выходного напряжения такого выпрямителя с входным напряжением и током нагрузки дается следующим уравнением (см. гл. 3):

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2ф} \cos\alpha - \frac{3}{\pi} I_d x_s. \qquad (4\text{-}13)$$

Это уравнение является нелинейным. Задача автоматического регулятора состоит в поддержании выходного параметра около заданного номинального значения, поэтому уравнение можно линеаризовать. Линеаризация базируется на малости отклонений всех переменных от их номинальных значений:

$$U_d = U_{d\,ном} + \Delta U_d;$$
$$\alpha = \alpha_{ном} + \Delta\alpha;$$
$$I_d = I_{d\,ном} + \Delta I_d;$$
$$U_{2ф} = U_{2ф.ном} + \Delta U_{2ф}.$$

Рассмотрим стабилизацию выходного напряжения выпрямителя при изменении только входного напряжения. Подставим эти значения переменных в уравнение (4-13):

$$U_{d\,ном} + \Delta U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}(U_{2ф.ном} + \Delta U_{2ф}) \times$$
$$\times \cos(\alpha_{ном} + \Delta\alpha) - \frac{3}{\pi} I_d x_s.$$

Учитывая, что

$$\cos(\alpha_{ном} + \alpha) \approx \cos\alpha_{ном} - \Delta\alpha \sin\alpha_{ном},$$

получаем:

$$U_{d\,ном} + \Delta U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2ф.ном} \cos\alpha_{ном} +$$
$$+ \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2ф} \cos\alpha_{ном} - \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2ф.ном} \sin\alpha_{ном}\Delta\alpha -$$
$$- \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2ф} \sin\alpha_{ном}\Delta\alpha - \frac{3}{\pi} I_{d\,ном} x_s.$$

Пренебрегая членом $\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2ф} \sin\alpha_{ном}\Delta\alpha$ в силу второго порядка малости и принимая во внимание (4-13), получаем:

$$\Delta U_d = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2ф.ном} \sin\alpha_{ном}\Delta\alpha + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2ф} \cos\alpha_{ном},$$

или окончательно

$$\Delta U_d = -k_0\Delta\alpha + \frac{3\sqrt{6}}{\pi}\Delta U_{2ф}\cos\alpha_{ном}, \qquad (4\text{-}14)$$

где

$$k_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_{2ф}\sin\alpha_{ном}.$$

Предположим, что автоматический регулятор имеет датчик выпрямленного напряжения с коэффициентом передачи k_1, т. е.

$$U_1 = k_1 U_d,$$

тогда на выходе элемента сравнения получим сигнал рассогласования, пропорциональный отклонению выходного напряжения от номинального и равный:

$$\Delta U = k_1\,\Delta U_1.$$

Сигнал рассогласования подается на усилительный элемент. Для упрощения полагаем, что характеристика усилителя линейная (коэффициент усиления равен k_2). Выходное напряжение усилителя $\Delta U_у$ равно:

$$\Delta U_у = k_2\Delta U,$$

или

$$\Delta U_у = k_1 k_2\Delta U_d.$$

Выходное напряжение усилителя подается на фазосдвигающее устройство системы управления. Предположим, что характеристика управления фазосдвигающего устройства также линейная, т. е.

$$\Delta\alpha = k_3\,\Delta U_у,$$

или

$$\Delta\alpha = k_1 k_2 k_3\Delta U_d, \qquad (4\text{-}15)$$

где k_3 — коэффициент передачи системы управления. Окончательно имеем, что

$$\Delta\alpha = k_{рег}\,\Delta U_d, \qquad (4\text{-}16)$$

где $k_{рег} = k_1 k_2 k_3$ — общий коэффициент передачи автоматического регулятора вместе с системой управления.

Решая совместно уравнения (4-14) и (4-16), получаем общее уравнение системы автоматической стабилизации выходного напряжения выпрямителя в установившемся режиме:

$$\Delta U_d = -k_0 k_{рег}\Delta U_d + \frac{3\sqrt{6}}{\pi}\cos\alpha_{ном}\Delta U_{2ф},$$

или

$$\Delta U_d\,(1 + k_0 k_{рег}) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}\cos\alpha_{ном}\Delta U_{2ф}.$$

Изменение выпрямленного напряжения ΔU_d при изменении входного напряжения на $\Delta U_{2ф}$ в установившемся режиме называется статической ошибкой [Л. 70] и равно:

$$\Delta U_d = \frac{3\sqrt{6}\cos\alpha_{ном}}{\pi\,(1 + k_0 k_{рег})}\Delta U_{2ф}.$$

При отсутствии регулятора, как это следует из уравнения (4-13), отклонение ΔU_{d1} при изменении входного напряжения на $\Delta U_{2ф}$ равнялось бы:

$$\Delta U_{d1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha_{ном} \Delta U_{2ф},$$

отсюда

$$\frac{\Delta U_d}{\Delta U_{d1}} = \frac{1}{1 + k_0 k_{рег}}. \tag{4-17}$$

Уравнение (4-17) показывает, что статическая ошибка при наличии регулятора уменьшается в $1+k_0 k_{рег}$ раз.

Итак, если задана статическая ошибка выпрямителя, то, пользуясь формулой (4-17), легко определить $k_{рег}$. Коэффициент передачи выпрямителя k_0 находится из уравнения (4-14). По найденным значениям $k_{рег}$ и k_0 можно определить коэффициенты передачи всех звеньев автоматического регулятора. Коэффициент k_1 определяется по выбранному опорному напряжению U_0. Значения k_2 и k_3 определяются согласно уравнению (4-15), если задаваться одним из них.

Как видно из формулы (4-17), для уменьшения статической ошибки выпрямителя необходимо увеличивать $k_0 k_{рег}$. Однако чрезмерное увеличение $k_0 k_{рег}$ для увеличения точности регулирования выходного напряжения может привести к неустойчивости всей системы. В тех случаях, когда необходимо по условиям работы получить высокую точность регулирования при условии сохранения устойчивости системы, применяют специальные средства стабилизации — корректирующие звенья (обратные связи).

Одним из наиболее эффективных дополнительных звеньев является звено, дающее сигнал по производной от отклонения регулируемой величины.

При наличии дополнительного сигнала по производной регулирование выходного напряжения происходит не только по отклонению от заданного значения, но также и согласно тому, будет ли это отклонение в следующие моменты убывать или возрастать и с какой скоростью. Таким образом, регулятор с дополнительным звеном по производной обладает способностью «предвидеть» развитие процесса регулирования. Такой регулятор позволяет уменьшить инерционность и статическую ошибку регулирования при сохранении устойчивости системы регулирования.

Выбор параметров автоматического регулятора необходимо проводить не только по работе в установившемся режиме, но и по переходным режимам, чтобы получить желаемое качество регулирования. Качество процесса регулирования характеризуется кривой переходного процесса и временем регулирования. Качество процесса регулирования зависит от параметров выпрямителя и автоматического регулятора.

ГЛАВА ПЯТАЯ

АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

5-1. КЛАССИФИКАЦИЯ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ

Аварийные режимы возникают при недопустимых перегрузках, выходе из строя отдельных элементов силового преобразователя или нарушениях в системах управления и автоматического регулирования и сопровождаются значительным увеличением тока в схеме преобразователя.

Анализ аварийного режима необходим для правильного выбора параметров элементов силовой схемы преобразователя и аппаратов защиты.

Для полупроводниковых преобразователей из-за относительно низкой перегрузочной способности полупроводниковых вентилей расчеты аварийных режимов являются неотъемлемой частью необходимого комплекса электрических расчетов силовой схемы и в ряде случаев являются определяющими при выборе параметров вентилей. При этом особое значение приобретает необходимость знать токи в начале развития аварии.

Аварии можно разделить на внешние и внутренние.

Внутренними авариями принято называть переходные режимы, причиной возникновения которых является неисправность элементов самой силовой преобразовательной схемы. К внутренней аварии относится режим, возникающий при повреждении вентиля одного из плеч выпрямительного моста (*I*, рис. 5-1), которое может произойти из-за потери полупроводниковыми приборами вентильных свойств вследствие перегрева проходящим током или пробоя чрезмерно высоким напряжением.

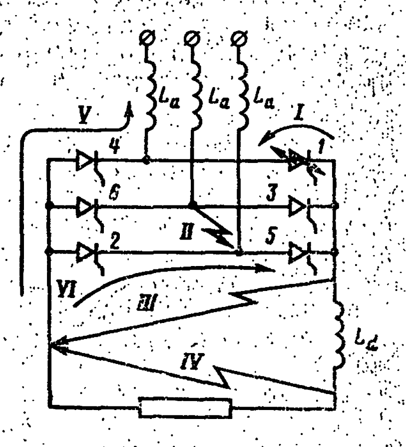


Рис. 5-1. Возможные аварии трехфазного мостового преобразователя.

При внешних авариях причина возникновения аварийного процесса не зависит от состояния полупроводниковых приборов и находится вне силовой части преобразователя. К ним относятся короткие замыкания на шинах переменного (*II*) и выпрямленного тока (*III*), недопустимая перегрузка или короткое замыкание у потребителя (*IV*), двухфазное (*V*) или однофазное опрокидывание инвертора (*VI*), которое также называется прорывом инвертора. Аварии *I—IV* могут иметь место как в управляемом, так и в неуправляемом выпрямителе, а аварии *V—VI* только в преобразователе, работающем в режиме инвертирования. Внешние аварии могут вызывать выход из строя (пробой) одного или всех вентилей и развитие внутренней аварии.

В реверсивном двухкомплектном тиристорном преобразователе возможен также прорыв по одному из контуров уравнительного тока вследствие сбоев и отказов отдельных элементов системы управления.

Причиной аварии может явиться неожиданное исчезновение напряжения в сети переменного тока при работе преобразователя в инверторном режиме, переходные процессы при включении и отключении системы управления и другие явления.

Каждый из перечисленных режимов будет более подробно рассмотрен ниже.

Цепи преобразовательных устройств содержат, как правило, элементы с магнитопроводом. Нелинейную характеристику имеют и полупроводниковые приборы. Обмотки трансформаторов, шинопроводы и сами полупроводниковые приборы имеют определенные распределенные емкости, которые трудно учесть в расчетах.

Все это осложняет аналитический анализ аварийных процессов и затрудняет практические расчеты преобразовательных схем. Вопросам теоретического и экспериментального исследования аварийных режимов уделяется достаточно много внимания в отечественной [Л. 19, 74, 95] и зарубежной литературе [Л. 92].

При анализе аварийных процессов обычно принимаются следующие допущения:

1. Вентили идеальные, и падением напряжения в них пренебрегают.

2. Все активные и индуктивные сопротивления линейны.

3. Трехфазная система питания имеет синусоидальные симметричные напряжения, неизменные по амплитуде.

4. Намагничивающие токи трансформаторов малы и не учитываются.

5. Собственные емкости элементов электрооборудования малы.

6. Емкости и сопротивления защитных цепей от перенапряжений и радиопомех не учитываются.

7. Авария возникает при установившемся режиме питающей сети. Переходные режимы, вызванные включением трансформатора, не учитываются.

8. При внутренних авариях токами нагрузки мостовой схемы пренебрегают.

9. Считают, что при внешних авариях в периоде времени, подлежащем расчету, вентили из строя не выходят.

5-2. ВНЕШНЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ НА ШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Процессы при глухом коротком замыкании на шинах неуправляемого выпрямителя (рис. 5-2,*а*). Развитие аварии и установившийся ток короткого замыкания определяются параметрами цепи переменного тока L_a, R_a. В случае трансформаторного питания L_a, R_a являются величинами, приведенными к вторичной обмотке трансформатора:

$$L_a = L_{1s}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 + L_{2s}; \tag{5-1}$$

$$R_a = R_1\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 + R_2, \tag{5-2}$$

где L_{1s}, L_{2s} — индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток; R_1, R_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

При внешнем коротком замыкании неуправляемого выпрямителя происходит трехфазное короткое замыкание питающей сети тремя парами встречно-параллельно включенных диодов (рис. 5-2,*б*). Аварийный ток зависит от момента начала аварии. Максимальный ток короткого замыкания будет иметь место при возникнове-

нии аварии в момент перехода фазного напряжения через нуль в положительную область [Л. 75].

Рассмотрим электромагнитные процессы при возникновении глухого короткого замыкания в момент времени, когда напряжение фазы A переходит через нуль и вступает в работу диод *1* при работающем диоде *6* и заканчивающем работу диоде *5* (рис. 5-2,*а*). В этом слу-

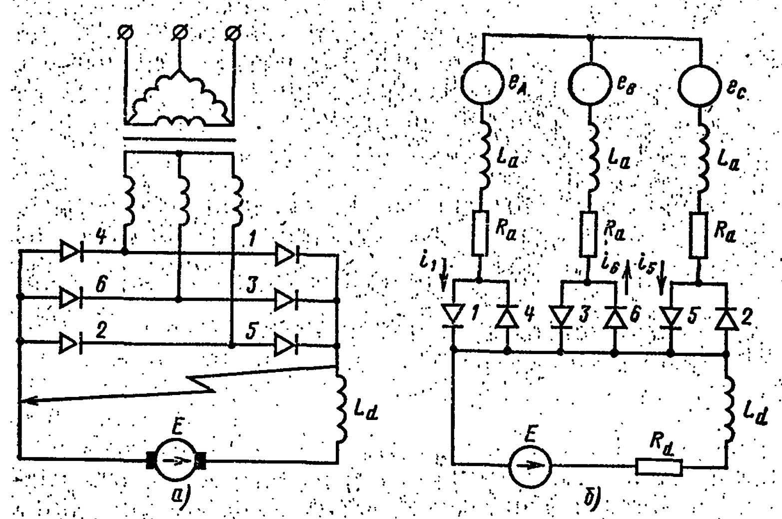


Рис. 5-2. Короткое замыкание на шинах неуправляемого трехфазного мостового выпрямителя.

а — схема аварии; *б* — расчетная схема замещения.

чае имеет место короткое замыкание фаз A и B через диоды *1* и *6* и фаз C и B через диоды *5* и *6*. Мгновенные значения фазных э. д. с. записываются следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \\ e_C &= E_m \sin (\omega t + 2\pi/3). \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}3)$$

Тогда

$$e_A - e_B = i_1 R_a + \frac{di_1}{dt} L_a + i_6 R_a + \frac{di_6}{dt} L_a; \quad (5\text{-}4)$$

$$e_C - e_B = i_5 R_a + \frac{di_5}{dt} L_a + i_6 R_a + \frac{di_6}{dt} L_a; \quad (5\text{-}5)$$

$$i_1 + i_5 = i_6. \quad (5\text{-}6)$$

При решении системы уравнений (5-4)—(5-6) с учетом (5-3) за базовое значение примем амплитуду установившегося тока трехфазного короткого замыкания

$$I_m = \frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{\sqrt{R^2_a + (\omega L_a)^2}}, \qquad (5\text{-}7)$$

где $U_{2ф}$ — действующее значение фазной э. д. с. вторичной обмотки трансформатора; R_a; ωL_a — суммарные активные и индуктивные сопротивления одной фазы.

В качестве начальных условий примем предаварийное состояние преобразователя, когда

$$i_1 = 0; \quad i_6 = i_5 = I_d,$$

т. е. момент включения в работу диода 1 совпадает с моментом возникновения короткого замыкания.

В предыдущих главах было показано, что в установившемся режиме работы выпрямительной схемы очередной диод может включиться только в точке естественной коммутации, отстающей от момента перехода фазного напряжения через нуль на $\pi/6$. В аварийном режиме включение вентиля может произойти в диапазоне $0 = \pi/6$, поскольку две другие фазы замкнуты накоротко. К диоду приложено прямое напряжение, равное мгновенному значению фазного напряжения.

Из выражений (5-4)—(5-7) получим решения для мгновенных значений токов диодов в относительных единицах:

$$i_{1*} = \sin(\omega t - \varphi) + \sin\varphi e^{-t/\tau}; \qquad (5\text{-}8)$$

$$i_{5*} = \sin(\omega t + 2\pi/3 - \varphi) + [I_{d*}\sin(2\pi/3 - \varphi)]\, e^{-t/\tau}; \qquad (5\text{-}9)$$

$$i_{6*} = \sin(\omega t + \pi/3 - \varphi) + [I_{d*} - \sin(\pi/3 - \varphi)]\, e^{-t/\tau}, \qquad (5\text{-}10)$$

где $\varphi = \operatorname{arctg}\omega\tau$; $\tau = L_a/R_a$.

Из полученных выражений следует, что токи фаз, поочередно проходящие через встречно-параллельные диоды, состоят из периодической синусоидальной и апериодической экспоненциальной составляющих.

Поскольку в процессе развития аварии происходит коммутация диодов, то анализ удобно провести, разбив процесс на шесть интервалов. Ток в диоде 5, заканчивающем работу, станет равным нулю после того, как изменится направление э. д. с. e_C и израсходуется вся электромагнитная энергия, запасенная в индуктивностях этой фазы (рис. 5-3). В интервале I ток в месте корот-

кого замыкания в любой момент времени равен току диода *6* или сумме токов диодов *1* и *5*:

$$i_к = i_1 + i_5 = i_6.$$

После выключения диода *5* включается диод *2* анодной группы, подсоединенный к той же фазе *C*, и ток продолжает протекать через диоды *1*, *6* и *2* (интервал *II*). Мгновенное значение аварийного тока в этом интервале численно равно току диода *1* $i_к = i_1$. Для токов i_1 и i_6 уравнения в этом интервале остаются неизменными, а ток i_2 описывается тем же выражением, что i_5, но с обратным знаком.

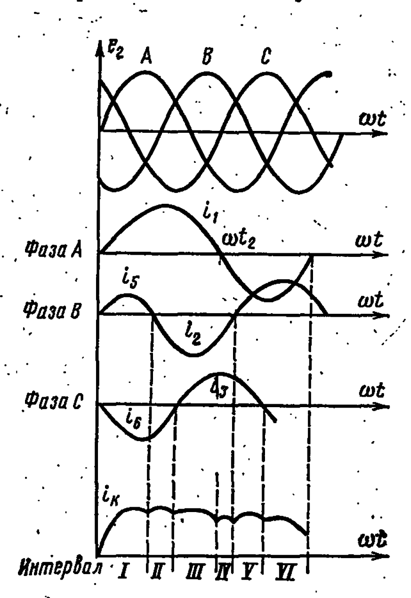


Рис. 5-3. Диаграммы напряжений и токов при внешнем коротком замыкании неуправляемого выпрямителя.

В момент времени, когда заканчивает работу диод *6* и включается диод *3*, начинается интервал *III*. В этом интервале ток проходит через диоды *1*, *3* и *2*, общий ток цепи короткого замыкания $i_к = i_1 + i_3$. Интервал *III* заканчивается в момент выключения диода *1* и включения диода *4* (интервал *IV*). В работе в течение этого интервала остаются диоды *4*, *2*, *3*, а общий ток равен току диода *3*. На протяжении интервала *V* после выключения диода *2* в работе остаются диоды *3*, *5*, и *4*, а общий ток $i_к = i_3 + i_5$. На последнем интервале *VI* после выключения диода *3* включается диод *6* и в работе участвуют диоды *4*, *5* и *6*, а общий ток $i_к = i_5$. После выключения диода *4* и включения диода *1* процесс продолжается аналогично интервалу *I*. На рис. 5-3 приведены диаграммы фазных э. д. с. и кривые изменения токов в диодах i_1—i_6 и в цепи короткого замыкания $i_к$. Поскольку момент начала аварии принят совпадающим с моментом перехода напряжения фазы *A* через нуль в положительную область, то очевидно, что наиболь-

шая загрузка как по амплитуде тока, так и по длительности его протекания после первого включения будет у диода 1, питающегося от этой фазы.

Кривые мгновенных значений тока наиболее загруженного диода 1 в относительных значениях при различных $\omega\tau$ и в соответствии с выражением (5-8) приведены на рис. 5-4.

Как следует из приведенного рисунка, максимальное значение аварийного тока через наиболее загруженный

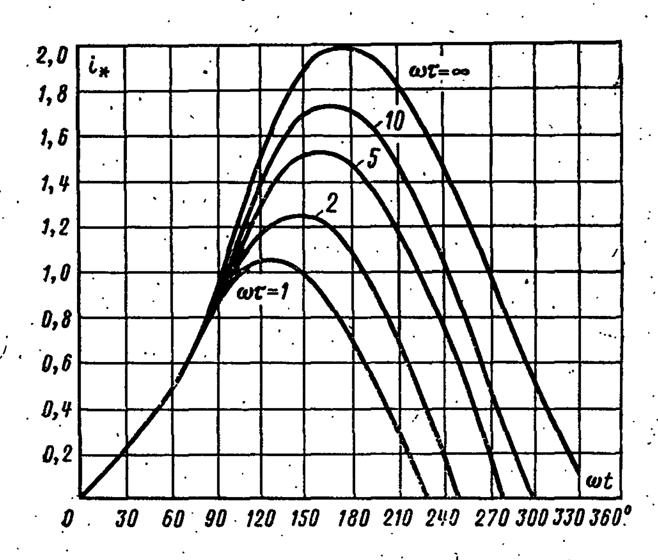


Рис. 5-4. Мгновенные значения аварийных токов наиболее нагруженного вентиля при коротком замыкании неуправляемого выпрямителя.

диод при коротком замыкании выпрямителя не превосходит двойной амплитуды установившегося значения тока трехфазного короткого замыкания при $\omega\tau=\infty$.

Если назвать отношение ударного тока короткого замыкания i наиболее загруженного диода к амплитуде установившегося тока трехфазного короткого замыкания I_m коэффициентом ударного тока $k_у=i/I_m$, то из рис. 5-4 очевидно, что в индуктивных контурах этот коэффициент выше, чем в безындуктивных. Но это, однако, не приводит к увеличению абсолютного значения тока короткого замыкания, поскольку с увеличе-

нием индуктивности снижается установившийся ток короткого замыкания I_m, а следовательно, и его ударное значение.

Для снижения токов короткого замыкания нередко в цепь переменного тока вводят дополнительные реакторы или выполняют питающие трансформаторы с повышенным напряжением короткого замыкания $u_к$.

После затухания апериодической составляющей тока каждой из фаз (спустя время 3τ с момента возникновения короткого замыкания) по фазам через встречно-параллельно соединенные диоды будет протекать синусоидальный ток с амплитудой установившегося тока трехфазного короткого замыкания.

В связи с тем, что нагрев диода пропорционален произведению квадрата тока и времени его прохождения, степень нагрева структуры диода при прохождении аварийного тока обычно характеризуется параметром теплового эквивалента I^2t. Поскольку аварийный ток в диоде за время его действия изменяется по определенному закону, то тепловой эквивалент численно равен площади, ограниченной кривой квадрата аварийного тока и измеряемой в $А^2 \cdot с$, и математически может быть вычислен определенным интегралом квадрата тока по времени.

В связи с этим представляет практический интерес найти зависимость этой величины за время первой полуволны тока от параметров преобразователя. Для наиболее загруженного диода I за время его работы от 0 до ωt_2 выражение теплового эквивалента A в относительных единицах имеет вид:

$$A = \frac{\omega}{I^2_m} \int_0^t i^2_2\, dt = \int_0^{\omega t_2} (i_{2*})^2\, d\omega t = 0{,}5\omega t_2 -$$

$$- 0{,}25 \sin^2(\omega t_2 - \varphi) - 0{,}25 \sin 2\varphi - 2 \sin^2\varphi\, e^{-t_2/\tau} \sin \omega t_2 +$$

$$+ 0{,}5\, \mathrm{tg}\,\varphi \sin^2\varphi\, (1 - e^{-2t/\tau}). \qquad (5\text{-}11)$$

По уравнению (5-11) построена кривая на рис. 5-5 зависимости теплового эквивалента A первой полуволны аварийного тока вентиля от параметров преобразователя $1/\omega\tau$ в относительных единицах.

Для определения абсолютного значения теплового воздействия на вентиль необходимо относительное значение теплового эквивалента A, полученное по кривой

рис. 5-5, умножить на I^2_m/ω, где ток I_m определен по выражению (5-7).

При наличии э. д. с. в цепи нагрузки E_d (например, якоря электрической машины постоянного тока или аккумуляторной батареи) в месте короткого замыкания протекает дополнительный ток $i_{dк}$, который определяется параметрами этой цепи R_d, L_d, E_d и направлен встречно предаварийному току i_d. Этот ток в каждый момент времени находится из уравнения

$$\pm L_d \frac{di_{dк}}{dt} - R_d i_{dк} - E_d = 0. \qquad (5\text{-}12)$$

Знак «+» соответствует участку снижения тока от I_d до нуля, а знак «—» — участку возрастания тока от нуля до установившегося значения тока короткого замыкания $I_к$, т. е. ток в этом контуре изменяет свое направление.

Из выражения (5-12) нетрудно показать, что изменение тока $i_{dк}$ от I_d до $I_к$ происходит по закону экспоненты с постоянной времени $\tau_d = L_d/R_d$.

Установившееся значение тока короткого замыкания при неизменной э. д. с. E_d определяется выражением

$$I_{dк} = E_d/R_d. \qquad (5\text{-}13)$$

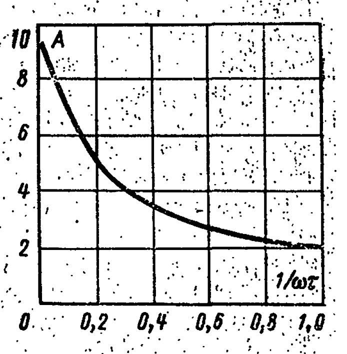


Рис. 5-5. Зависимость коэффициента теплового воздействия наиболее загруженного вентиля от параметров аварийной цепи.

Сопротивление R_d в этом выражении включает в себя и сопротивления обмоток электрической машины или внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи. Следует учесть, что при работе преобразователя на якорь электрической машины в процессе развития аварии и возрастания тока происходят торможение двигателя и снижение E_d по закону, близкому к экспоненциальному:

$$e_d = E_d e^{-\frac{t}{\tau_н}}, \qquad (5\text{-}14)$$

где $\tau_н$ — электромеханическая постоянная времени электрической машины вместе с приводным механизмом.

Расчет аварийного тока по выражению (5-13) не учитывает размагничивающего влияния реакции якоря, короткозамкнутых витков и насыщения электрической машины, которые в аварийных процессах снижают э. д. с., а следовательно, и ток. Особенно размагничивающее влияние сказывается у компенсированных электрических машин.

Ток $i_{dк}$ в цепи нагрузки при внешнем коротком замыкании не проходит через диоды выпрямителя и имеет значение лишь для расчетов коммутационной, электродинамической и термической стойкости приборов и аппаратов этой цепи, а также для уточнения тока в месте короткого замыкания.

Внешнее короткое замыкание управляемых выпрямителей. Остановимся на некоторых особенностях внешнего короткого замыкания тиристорных преобразователей. В отличие от рассмотренной выше схемы с диодами (рис. 5-2) в трехфазной тиристорной мостовой схеме (рис. 5-1) момент начала возникновения аварийного тока в тиристоре при коротком замыкании определяется не только моментом перехода фазного напряжения в положительную область, а также моментом подачи управляющих импульсов на тиристоры. Как было показано в гл. 3, угол коммутации вентилей зависит от коммутируемого тока. При больших значениях аварийного тока создается дополнительный сдвиг точки естественной коммутации в сторону отставания [Л. 12]. В момент подачи очередного импульса, например, на тиристор *4* анодной группы при проводящих ток тиристорах *1*, *3* и *2* (см. рис. 5-1) условия включения тиристора *4* зависят от режима работы всей схемы. Так, при глухом коротком замыкании непосредственно на шинах включением тиристора *4* создается режим «двойного» перекрытия, т. е. одновременной работы четырех тиристоров.

При меньшей нагрузке, что может иметь место при удаленном от преобразователя коротком замыкании, тиристор *4* не включится до окончания коммутации тока с тиристора *1* на тиристор *3*. В этом случае при управлении узкими «сдвоенными» импульсами включение тиристора *4* может дополнительно задержаться до прихода второго импульса.

В зависимости от момента возникновения короткого замыкания возможны три случая развития аварии.

1. Возникновение аварии в момент коммутации при трех работающих тиристорах и развитие трехфазного короткого замыкания.

2. Возникновение короткого замыкания во внекоммутационный период работы тиристоров. Аварийный ток будет определяться в течение первой полуволны моментом начала аварии, а далее падением напряжения на индуктивных элементах питающей сети в интервале коммутации.

3. При включении преобразователя на короткое замыкание в течение первой полуволны аварийного тока потери в интервале коммутации отсутствуют и ток будет больше, чем в п. 2. Характер аварийных процессов при коротком замыкании в период коммутации развивается так же, как и в неуправляемых выпрямителях. Аварийные токи могут быть вычислены по выражениям (5-8)—(5-10) с учетом, что $\omega t \geqslant \pi/6+\alpha$.

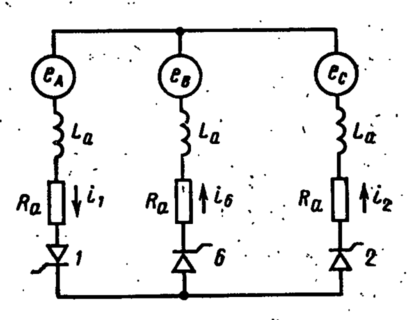


Рис. 5-6. Расчетная схема замещения для внешнего короткого замыкания управляемого выпрямителя.

Рассмотрим случай, когда выпрямитель включается на внешнее короткое замыкание с минимальным углом управления. В связи с тем, что управляющие импульсы одновременно подаются на один из тиристоров в анодной и катодной группах, в этом случае возникает двухфазное короткое замыкание, например, фаз *A* и *B* через тиристоры *1* и *6* (рис. 5-6).

Поскольку управляющие импульсы в трехфазных схемах всегда сдвинуты в сторону отставания относительно естественной точки перехода фазного напряжения через нуль, на угол $\pi/6+\alpha$, то очевидно, что аварийные токи в тиристорах будут иметь меньшие значения по сравнению с токами в неуправляемом выпрямителе.

В контуре короткого замыкания

$$e_A - e_B = 2R_a i + 2L_a \frac{di}{dt}. \tag{5-15}$$

С учетом выражений (5-4)—(5-6) при начальных условиях $\omega t=\pi/6+\alpha+\gamma$; $i_к=I_d$ получаем следующее решение уравнения (5-15):

$$i_{к*}=i_{1*}=i_{6*}=\sqrt{3}\left[\sin(\omega t+\pi/3-\varphi)-\right.$$

$$\left.-\sin(\alpha+\gamma+\pi/3-\varphi)e^{\frac{\omega t-\alpha-\gamma}{\omega\tau}}\right]+I_{d*}e^{\frac{\omega\tau-\alpha-\gamma}{\tau}}. \quad (5\text{-}16)$$

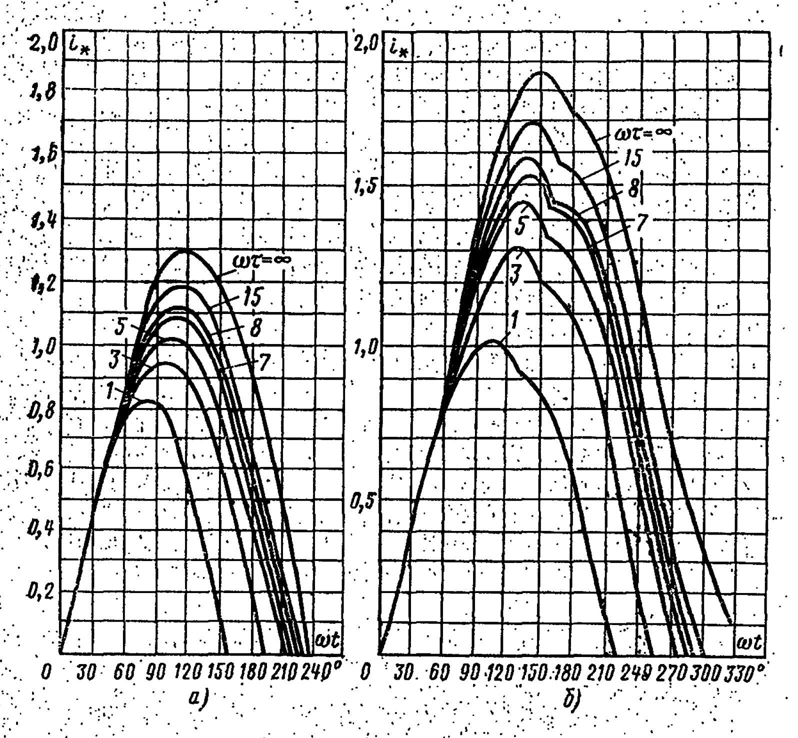


Рис. 5-7. Кривые мгновенных значений аварийных токов тиристоров при внешнем коротком замыкании.

а — при блокировании управляющих импульсов до первой коммутации; *б* — то же до второй коммутации.

Если за время протекания этого тока устройства защиты блокируют управляющие импульсы, то выпрямитель отключится при спаде тока до нуля. Если же за промежуток времени, соответствующий $\pi/3$, блокирования управляющих импульсов не произойдет, то вследствие подачи очередного управляющего импульса

на тиристор 2 последний включится и произойдет трехфазное короткое замыкание фаз (рис. 5-6). Ток в тиристоре 6 при этом будет снижаться, а в тиристорах 1, 2 возрастать под действием линейного напряжения U_{AC}.

Ток тиристора 1

$$i_1 = i_6 + i_2.$$

Ток тиристора 6 i_6 продолжает подчиняться закону в соответствии с выражением (5-16), а токи тиристоров 1, 6, 2 находятся по выражениям:

$$i_{1*} = \sin(\omega t + \pi/6 - \varphi) + [I_{1I*} - \sin(\pi/2 - \varphi)]\, e^{\frac{(\pi/3 - \omega t)}{\omega\tau}};$$

$$i_{2*} = \sin(\omega t - \pi/6 - \varphi) - \sin(\pi/6 - \varphi)\, e^{\frac{\pi/3 - \omega t}{\omega\tau}};$$

$$i_{6*} = \sin(\omega t + \pi/2 - \varphi) + [I_{6I*} - \sin(5\pi/6 - \varphi)]\, e^{\frac{\pi/3 - \omega t}{\omega\tau}},$$

где I_{I*} — ток в тиристорах 1 и 6 при $\omega t = \pi/3$.

После снижения тока тиристора 6 до нуля трехфазное короткое замыкание снова перейдет в двухфазное и ток будут продолжать проводить тиристоры 1 и 2.

Токи этих тиристоров

$$i_{1*} = i_{2*} = \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega t - \varphi) + \left[I_{1II*} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\varphi_2 - \varphi)\right] e^{\frac{\varphi_2 - \omega t}{\omega\tau}},$$

где φ_2, I_{1II} — угол и ток, соответствующие окончанию интервала II.

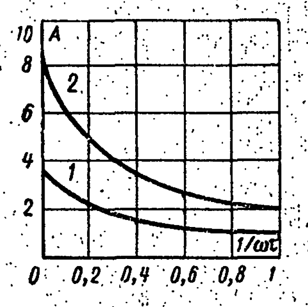


Рис. 5-8. Зависимости коэффициента теплового воздействия управляемого выпрямителя от параметров контура короткого замыкания.

1 — при блокировании импульсов до первой коммутации; 2 — то же до второй коммутации.

При наличии защиты с блокированием импульсов управления аварийный процесс будет продолжаться до перехода через нуль токов в тиристорах 1 и 2. При отсутствии такой защиты двухфазные и трехфазные короткие замыкания будут чередоваться. На рис. 5-7,а и б приведены кривые, позволяющие определить мгновенные значения токов короткого замыкания при различных постоянных времени и $\alpha = 0$. На рис. 5-8 приведены зависимости, характеризующие тепловое воздействие аварийного тока.

Как следует из кривых, приведенных на рис. 5-7 и 5-8, блокирование управляющих импульсов снижает амплитуду ударного тока короткого замыкания почти в $1^1/_2$ раза, а коэффициент теплового воздействия в 3 раза. Кроме того, блокирование управляющих импульсов локализует аварию в цепи ограниченным числом тиристоров, которые пропускали ток в момент снятия импульсов.

5-3. ВНЕШНЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ НА НАГРУЗКЕ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В цепи нагрузки выпрямителя в большинстве случаев имеются элементы, обладающие определенной индуктивностью: сглаживающие и ограничивающие реакторы, обмотки возбуждения главных или дополнительных полюсов, компенсационные и якорные обмотки электродвигателей постоянного тока.

Если, например, короткое замыкание является результатом кругового огня по коллектору электродвигателя с независимым возбуждением (см. рис. 5-1, режим *IV*), то темп нарастания аварийного тока ограничен суммарной индуктивностью L_d, которая может складываться в этом случае из индуктивностей реакторов и компенсационной обмотки двигателя с независимым возбуждением.

В отличие от рассмотренных выше процессов короткого замыкания на шинах при коротком замыкании на нагрузке имеет место плавное нарастание аварийного тока от предаварийного значения до установившегося тока короткого замыкания за время, намного превышающее время работы одного вентиля.

Во время переходного процесса происходит коммутация аварийного тока с вентиля на вентиль. В связи с этим ток короткого замыкания снижается за счет потерь напряжений в интервале коммутации и определяется внешней характеристикой выпрямителя. Средний ток каждого из вентилей определяется в этом случае по общему току короткого замыкания так же, как и в установившемся режиме работы, по выпрямленному току.

Действительно, если считать $L_d \gg L_a$ и ток полностью сглаженным, то переходный процесс протекает

так же, как при включении индуктивного контура на постоянное напряжение [Л. 76].

Мгновенное значение тока в любой момент времени может определяться из выражения

$$i_к = I_{dк}(1 - e^{-t/\tau_d}) + I_d e^{-t/\tau_d}, \qquad (5\text{-}17)$$

т. е. ток нарастает от своего предаварийного значения I_d до установившегося тока короткого замыкания выпрямителя $I_{dк}$ по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_d = L_d/R_d$. Установившееся значение тока короткого замыкания $I_{dк}$ зависит в основном от реактивного сопротивления сети переменного тока X_a и определяется полной внешней характеристикой выпрямителя (см. гл. 3). Для неуправляемых выпрямителей и управляемых при углах управления $\alpha > \pi/6$ ток $I_{dк}$ определяется по выражению (3-93), а при углах управления, превышающих $\pi/6$, этот ток определяется по выражению (3-99). Переходя от выражения (3-93) к параметрам питающего трансформатора и выражая X_a через $u_{к,\%}$, а номинальный фазный ток через номинальный ток нагрузки $I_{dн}$, получаем приближенное выражение установившегося значения тока короткого замыкания:

$$I_{dк} = I_{dн} \cdot 116/u_{к,\%}. \qquad (5\text{-}18)$$

Если в цепи нагрузки находятся нелинейные элементы, например реакторы со сталью, то необходимо учитывать нелинейность характеристики этих элементов.

Изменение индуктивности L при нарастании аварийного тока приводит к соответствующему изменению постоянной времени τ_d, что также влияет на ход кривой аварийного тока, рассчитанной по выражению (5-17).

Построить кривую аварийного тока можно графоаналитическим способом (рис. 5-9) по заданной зависимости индуктивности от тока $L_d = F(i_к)$. Параллельно оси абсцисс наносится граничная линия $I_{dк}$, соответствующая установившемуся току короткого замыкания. Задаваясь произвольными значениями тока, i_1—i_5 в левом квадранте откладывают значения индуктивностей L_{d1}—L_{d5} и определяют соответствующие значения постоянной времени τ_d.

По выражению (5-17) для каждого заданного значения тока находится момент времени t_1—t_5, который

откладывают по оси абсцисс в правом квадранте. На пересечении найденного значения t и заданного тока i находится соответствующая точка кривой нарастания тока.

Если преобразователь имеет систему защиты с блокированием управляющих импульсов, то при нарастании аварийного тока до тока уставки импульсы бло-

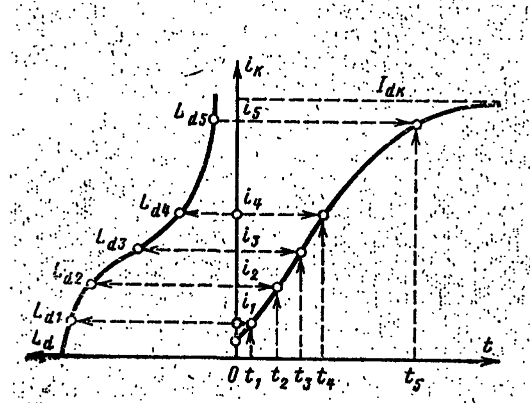


Рис. 5-9. Построение кривой нарастания аварийного тока графоаналитическим методом.

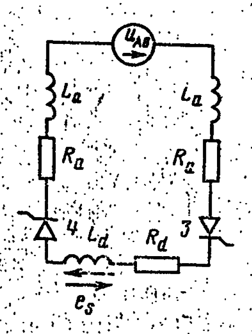


Рис. 5-10. Схема замещения процессов при снятии управляющих импульсов с тиристоров выпрямителя.

кируются и в работе остаются два тиристора, пропускающие в этот момент ток (например, тиристоры *4* и *3* на рис. 5-1).

Поскольку перед отключением через индуктивность L_d протекал ток, то при снижении выпрямленного тока в индуктивности L_d создается э. д. с. самоиндукции l_s, препятствующая изменению этого тока (рис. 5-10).

К моменту, когда приложенное к тиристорам *4* и *3* напряжение u_{AB} изменит свой знак на отрицательный и израсходуется энергия, запасенная в индуктивностях цепи переменного тока L_a, ток в цепи тиристоров продолжает протекать против приложенного напряжения за счет энергии, запасенной в индуктивности L_d. Этой энергии может быть достаточно для поддержания прямого тока через тиристоры *4* и *3* в течение всего полупериода отрицательного напряжения, как это показано на диаграмме напряжения и тока рис. 5-11. Ток i_d при снятии управляющих импульсов в момент t_1 снижается

к моменту t_2 следующего перехода напряжения u_{AB} в положительную область от значения i_{d1} до значения $i_{d2}<i_{d1}$.

При переходе линейного напряжения u_{AB} в положительную область ток, проходящий через индуктивность нагрузки, вновь увеличивается до значения i_{d3}, причем $i_{d1}>i_{d3}>i_{d2}$. В следующий отрицательный полупериод

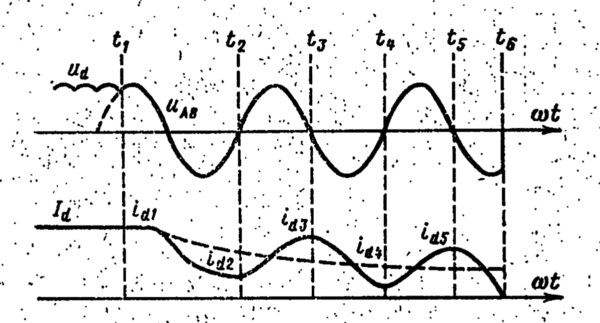


Рис. 5-11. Диаграмма напряжения и тока при снятии управляющих импульсов в цепи с индуктивной нагрузкой.

t_3—t_4 приложенного напряжения ток снизится от значения i_{d3} до i_{d4}, причем $i_{d4}<i_{d2}$. Затем ток вновь несколько повысится за счет положительного напряжения в интервале времени t_4—t_5.

Поскольку в цепи контура всегда есть активные сопротивления, создающие потери энергии, процесс носит затухающий характер, и в один из отрицательных полупериодов, например t_5—t_6, ток непременно спадает до нуля. Интенсивность спада тока под действием противо-э. д. с. сети зависит от постоянной времени цепи $\tau=L_d/R_d$ и начального тока I_d.

Граничным условием выключения преобразователя будет спад его тока до нуля к моменту $\omega t=2\pi$.

Поэтому по уравнению тока в относительных значениях

$$i_*=\frac{\sqrt{3}}{2}[\sin(\omega t+\alpha+\gamma-\varphi)-$$
$$-\sin(\alpha+\gamma-\varphi)e]^{-t/\tau}+I_{d*}e^{-t/\tau}$$

при условии $i_*=0$, $t=0,02$ с, $\alpha=0$ находится зависимость между током, проходящим через установку перед моментом отключения I_{d*} и постоянной времени цепи τ.

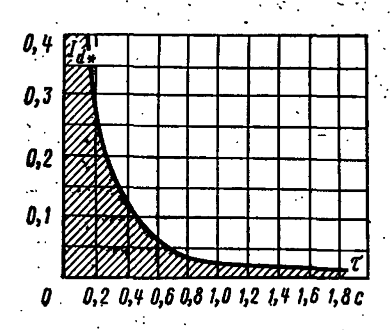


Рис. 5-12. Характеристика интервала отключаемости трехфазного мостового выпрямителя.

Эта зависимость представлена на рис. 5-12 и характеризует зону отключения выпрямителя. Чем больше аварийный ток и выше значение постоянной времени, тем хуже отключается выпрямитель.

Еще более ограниченную зону отключаемости при блокировании импульсов имеют трехфазные полууправляемые схемы [Л. 82]. Если блокирование управляющих импульсов произошло в период одиночной работы вентилей *5* и *4* (рис. 5-13,*а*) от фазы *AC*, то ток в этой цепи будет поддерживаться до тех пор, пока напряжение этой фазы положительно (рис. 5-13,*б*). В момент перехода напряжения фазы *AC* в отрицательную об-

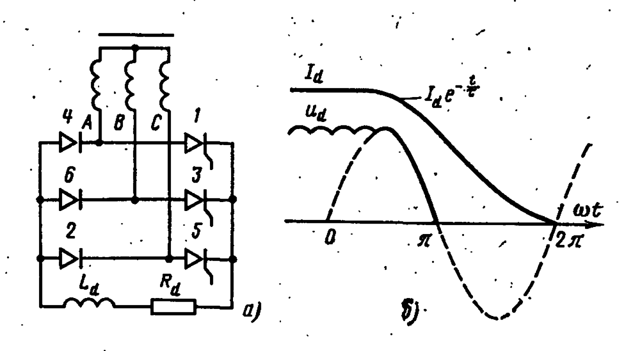


Рис. 5-13. Блокирование управляющих импульсов трехфазного полууправляемого выпрямителя.

ласть диод *4* выключится, а диод *2* включится под действием положительного напряжения, приложенного к его аноду, и ток начнет протекать по цепи диода *2* и тиристора *5*, минуя обмотки трансформатора. В зоне отри-

щательного напряжения фазы AC ток будет спадать по закону экспоненты с постоянной времени τ, а в момент нового перехода напряжения в положительную область вновь включается диод 4.

В отличие от полностью управляемой схемы рекуперации энергии, запасенной в индуктивностях, в течение полуволны отрицательного напряжения на вентиле в данном случае не происходит, а следовательно, и ток спадает значительно медленнее.

В результате длительного прохождения тока через тиристоры и диоды могут наступить их перегрев и выход из строя. Явление непрерывной длительной работы при индуктивной нагрузке пары вентилей необходимо учитывать при построении систем защиты тиристорных преобразователей.

5-4. ОПРОКИДЫВАНИЕ И ПРОРЫВ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА

При работе трехфазного мостового преобразователя в инверторном режиме в том случае, если не произошла коммутация тока на очередной тиристор, возникает аварийный режим, называемый опрокидыванием инвертора.

Если же по тем или иным причинам включается тиристор в плече, противоположном работающему в данный отрезок времени, то э. д. с. генератора оказывается закороченной через два последовательно соединенных проводящих тиристора. Такой режим носит название однофазное опрокидывание или прорыв инвертора.

При опрокидывании инвертора в цепи после изменения направления э. д. с. сети начинают согласованно действовать два источника напряжения: генератора E_d и сети u_{AC} (рис. 5-14).

Предполагая, что каждое из этих напряжений действует в контуре самостоятельно, можно считать, что аварийный ток опрокидывания состоит из двух составляющих: апериодической i', источником которой является напряжение генератора, и периодической i'', создаваемой синусоидальным напряжением сети [Л. 93].

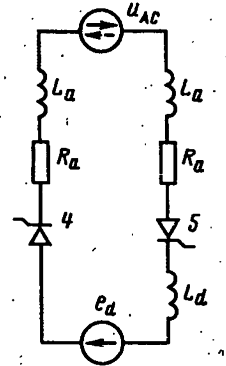


Рис. 5-14. Схема замещения при опрокидывании инвертора.

Апериодическая составляющая определяется по выражению

$$i' = \frac{E_d}{R}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) + I_d e^{-t/\tau}. \qquad (5\text{-}19)$$

Вторая составляющая тока находится из условия включения контура на синусоидальное напряжение

$$i'' = \frac{\sqrt{2}U_{AC}}{Z}\left[\cos\left(\beta+\varphi-\pi/2-\omega t\right)-\cos\left(\beta+\varphi-\pi/2\right)e^{-t/\tau}\right], \quad (5\text{-}20)$$

где

$$z=\sqrt{X^2+R^2};$$

$$\varphi=\operatorname{arctg}\frac{X}{\omega R}.$$

Суммарные сопротивления контура X и R в выражении (5-20) учитывают также и внутренние сопротивления генератора. Из выражения (5-20) очевидно, что ток i'' также состоит из периодической синусоидальной и апериодической, затухающей с постоянной времени τ, составляющих.

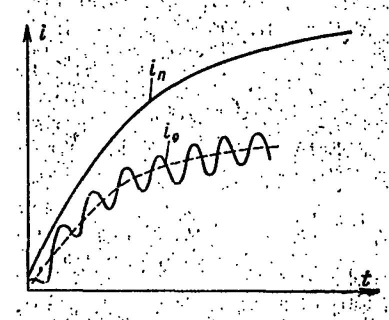


Рис. 5-15. Кривые аварийного тока при опрокидывании (i_0) и прорыве ($i_п$) преобразователя в инверторном режиме.

Общий ток опрокидывания инвертора

$$i_0=i'+i''.$$

Характер нарастания аварийного тока i_0 показан на рис. 5-15. Апериодическая составляющая тока i', проходя по двум обмоткам трансформатора, вызывает насыщение его магнитопровода, что приводит к некоторому увеличению тока опрокидывания i_0 инвертора относительно расчетного значения [Л. 87].

Причиной возникновения опрокидывания инвертора могут являться нарушения в работе системы управления (исчезновение одного или всех управляющих импульсов), кратковременное снижение напряжения сети или перегрузка инвертора и как следствие увеличение угла коммутации γ до большего значения, чем угол опережения инвертора β. Опрокидывание может развиться также в результате пробоя одного из тиристоров моста.

Каждый из тиристоров инвертора работает в течение $^1/_3$ периода поочередно с одним из тиристоров другой группы. На рис. 5-16,*а* приведена диаграмма работы тиристоров инвертора. Как уже отмечалось, если коммутация с тиристора *4* на тиристор *6* в момент времени t_1 не произойдет, то начнется опрокидывание инвертора. Аварийный ток в этом случае будет протекать через тиристоры *4* и *5*. Однако если за время, соответствующее $\pi/3$, защита не сработает и не блокирует импульсы подаваемые на тиристоры, то в момент времени t_2 включится тиристор *1* и возникнет короткозамкнутый контур для тока генератора через тиристоры *4* и *1*, минуя цепь сети переменного тока (рис. 5-16,*б*).

При прорыве инвертора ток в обмотках трансформатора снижается до нуля, как только израсходуется вся энергия, запасенная в его индуктивностях. В связи с этим контроль аварийного тока

инвертора должен осуществляться на стороне выпрямленного тока. Ток в аварийном контуре будет нарастать от своего предаварийного значения I_d под действием напряжения генератора по экспоненциальному закону

$$i_п = \frac{E_d}{r}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) + I_d e^{-t/\tau}. \qquad (5\text{-}21)$$

Выражение (5-21) аналогично выражению (5-19) для апериодической составляющей тока опрокидывания i', однако r и τ в выражении (5-21) в отличие от выражения (5-19) учитывают только

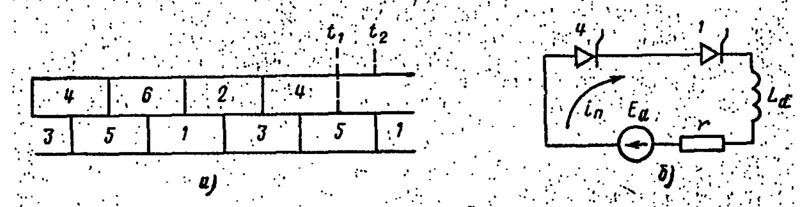


Рис. 5-16. Прорыв инвертора.

а — диаграмма включения тиристоров; *б* — расчетная схема замещения аварийного контура.

параметры цепи постоянного тока. Поскольку для одного и того же преобразователя всегда $r<R$, то установившееся значение токов

$$i' < i_п.$$

Соотношения между токами опрокидывания и прорыва инвертора определяются конкретными параметрами тиристорных преобразователей. Однако в подавляющем большинстве случаев $i_п > i_0$.

На рис. 5-15 приведена кривая изменения во времени тока $i_п$, которая нарастает быстрее и до большего установившегося значения, чем кривая тока i_0.

Аварийные режимы инвертора являются наиболее тяжелыми и могут вызвать выход из строя большого числа электроаппаратов. Особенно это относится к инверторам средней и большой мощности, где активные и реактивные сопротивления контура аварии незначительны. Следует иметь в виду, что ток, рассчитанный по выражению (5-21), имеет завышенное значение, поскольку напряжение генератора при коротком замыкании снижается под действием э. д. с. реакции якоря и других явлений, происходящих в цепях электрической машины.

Исследования возможных токов короткого замыкания генераторов постоянного тока [Л. 77] показали, что в результате взаимного влияния обмоток якоря и возбуждения кривая нарастания тока короткого замыкания состоит из двух составляющих: установившейся и переходной.

Максимальный ударный ток короткого замыкания определяется переходной составляющей, которая вычисляется в долях номинального тока генератора по выражению

$$i_{к.макс} = \frac{1}{r_я + k},$$

где $r_я$ — суммарное сопротивление якорной цепи в относительных единицах; k — коэффициент, равный 0,05 для некомпенсированных и 0,025 для компенсированных машин;

$$r_я = \frac{R_я I_н}{U_н} + \frac{\Delta U_щ + e_r \beta_к}{U_н} = \frac{P_я}{R_н} + \frac{\Delta U_щ + \frac{0,3 P_н}{D_я} \beta_к}{U_н},$$

где $R_я$ — суммарное сопротивление обмоток якорной цепи, Ом; $I_н U_н$ — номинальные ток и напряжение генератора; $\Delta U_щ$ — падение напряжения под щетками, В; e_r — реактивная э. д. с. короткозамкнутой секции, В; $\beta_к$ — число перекрытых щеткой коллекторных пластин; $P_я$ — потери в якорной цепи при номинальном токе, кВт; $P_н$ — номинальная мощность, кВт; $D_я$ — диаметр якоря, см.

В [Л. 77] приводятся результаты расчета, которые показывают, что у компенсированных генераторов мощностью 300—1200 кВт при напряжении 600—750 В кратность токов короткого замыкания составляет 15—16 номинального значения.

При испытаниях быстродействующих автоматов на заводе «Электросила» в результате короткого замыкания на шинах генератора мощностью 3000 кВт при напряжении 300 В максимальный ток короткого замыкания достигал 450 кА и 550 кА при замыкании генератора 6000 кВт с напряжением 650 В. Это составляет приблизительно 45—55 номинального тока генератора [Л. 78].

Во всех случаях уточненного расчета [Л. 77] или экспериментальных исследований [Л. 78] аварийный ток в установившемся режиме имел меньшее значение, чем расчетный аварийный ток, равный E_d/r, причем чем выше мощность электрической машины, тем точнее реальный аварийный ток приближается к расчетному значению.

5-5. ВНУТРЕННИЕ КОРОТКИЕ ЗАМЫКАНИЯ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Внутреннее короткое замыкание возникает в выпрямителе при пробое одного из вентилей. Причинами выхода тиристора или диода из строя могут быть перегрев его структуры проходящим через него током, пробой чрезмерно высоким для данного прибора обратным напряжением. Наивысшей температуры p-n-переход полупроводникового прибора, работающего в схеме выпрямителя, достигает в конце интервала его проводимости, т. е. близко к интервалу его коммутации. Повреждению вентиля в момент окончания коммутации способствует также резкий скачок обратного прилагаемого напряжения. Пробой обратным напряжением наиболее вероятен в момент приложения максимального обратного напряжения. Оба эти случая и будут проанализированы при рассмотрении аварийных процессов, вызванных пробоем диода в неуправляемом выпрямителе и тиристора в управляемых схемах.

Рассмотрим первоначально по интервалам процессы при пробое одного из диодов плеча трехфазного мостового выпрямителя (рис. 5-1) при отсутствии нагрузки в момент окончания коммутации диода *1* на диод *3*. В этом случае создается контур, представленный на рис. 5-17,*а*, и развивается двухфазное короткое замыкание в цепи переменного тока.

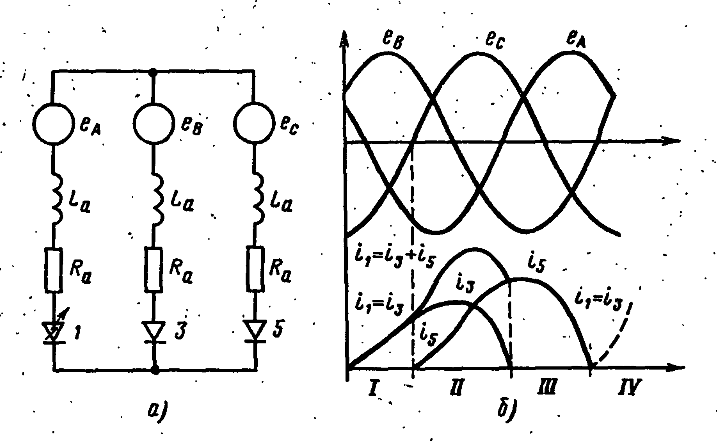


Рис. 5-17. Внутреннее короткое замыкание неуправляемого выпрямителя.

При этом мгновенные значения фазовых э. д. с. e_A и e_B приблизительно равны. Равны также и токи, протекающие через вентили *1* и *3*, что соответствует интервалу *I* развития аварии на рис. 5-17,*б*.

Уравнение переходного процесса можно записать в виде

$$e_A - e_B = 2L_a \frac{di_з}{dt} + 2i_з R_a. \qquad (5\text{-}22)$$

Учитывая, что $e_A - e_B = \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2ф} \sin \omega t$, получаем решение уравнения (5-22) в относительных значениях

$$i_{з*} = \frac{\sqrt{3}}{2} [\sin(\omega t - \varphi) + \sin\varphi \, e^{-t/\tau}]. \qquad (5\text{-}23)$$

Время t в этом уравнении отсчитывается от момента возникновения аварийного режима, т. е. от точки естественной коммутации выпрямителя.

Выражение (5-23) справедливо в интервале 0—$\pi/2$, пока э. д. с. e_C не перейдет в положительную область и диод 5 не выключится (интервал *II* аварии). Начиная с момента включения диода 5 ток, проходящий через пробитый диод 1, складывается из двух токов:

$$i_1=i_3+i_5.$$

Этот период соответствует коммутации тока с диода 3 на диод 5 и заканчивается, когда израсходуется вся электромагнитная энергия, запасенная в индуктивности этой фазы. Далее продолжает пропускать ток в прямом направлении только диод 5 (интервал *III*) под действием напряжения фазы *C* и запасенной в ее индуктивности энергии. Со снижением тока i_5 до нуля аварийный ток в контуре прекращается, если э. д. с. фазы *B* еще не перешла в положительную область. Если же ток диода 5 затянулся до перехода e_B в положительную область, то возникает двухфазное короткое замыкание фаз *A* и *B* через диоды 3 и 1 (интервал *IV*), и аварийный процесс продолжается с чередованием двухфазного и трехфазного коротких замыканий.

В интервале *II* при трехфазном коротком замыкании переходный процесс описывается системой уравнений:

$$\left.\begin{aligned}&i_1R_a+L_a\frac{di_1}{dt}+i_3R_a+L_a\frac{di_3}{dt}=e_A-e_B;\\&i_1R_a+L_a\frac{di_1}{dt}+i_5R_a+L_a\frac{di_5}{dt}=e_A-e_C;\\&i_1=i_3+i_5.\end{aligned}\right\}\quad(5\text{-}24)$$

Эта система уравнений имеет следующее решение в относительных значениях:

$$\left.\begin{aligned}&i_{3*}=\sin(\omega t+\pi/6-\varphi)+[i_{3I*}-\sin(2\pi/3-\varphi)]\times\\&\qquad\times e^{-\frac{\omega t-\pi/2}{\omega\tau}};\\&i_{5*}=\sin(\omega t-\pi/2-\varphi)+\sin\varphi\, e^{-\frac{\omega t-\pi/2}{\omega\tau}};\\&i_{1*}=\sin(\omega t-\pi/6-\varphi)+[i_{1I*}-\sin(\pi/3-\varphi)]\times\\&\qquad\times e^{-\frac{\omega t-\pi/2}{\omega\tau}}.\end{aligned}\right\}\quad(5\text{-}25)$$

В выражениях (5-25) i_{3I*} и i_{1I*} — токи диодов *1* и *3* в конце первого интервала. Для интервала *III* развития аварии справедливо равенство

$$e_A - e_C = 2i_5 R_a + 2L_a \frac{di_5}{dt}. \qquad (5\text{-}26)$$

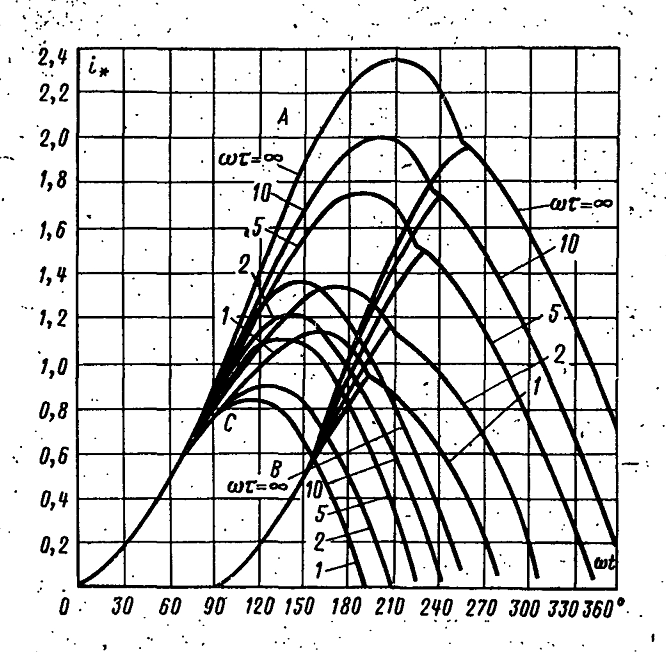


Рис. 5-18. Мгновенные значения токов при внутреннем коротком замыкании неуправляемого выпрямителя в момент окончания коммутации.

Решение уравнения (5-26) с учетом начальных условий в конце интервала *II* имеет вид:

$$i_{5*} = \frac{\sqrt{3}}{2}\left[\sin(\omega t - 3\pi - \varphi) - \sin(\pi/6 + \gamma - \varphi) \times e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{2} - \gamma}{\omega \tau}}\right] + i_{5II*}\, e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{2} - \gamma}{\omega \tau}}, \qquad (5\text{-}27)$$

где γ — продолжительность интервала *II*.

На рис. 5-18 приведены кривые мгновенных значений токов в цепях диодов, построенные по выражениям (5-23)—(5-27) при различных соотношениях $\omega\tau$, причем

группа кривых A характеризует токи пробитого диода, кривые B — токи цепи подпитки диода, вступающего в работу, а кривые C — диода, заканчивающего работу. Из этого рисунка следует, что амплитуда и длительность протекания аварийного тока через пробитый диод больше, чем через неповрежденные диоды, осуществляющие подпитку.

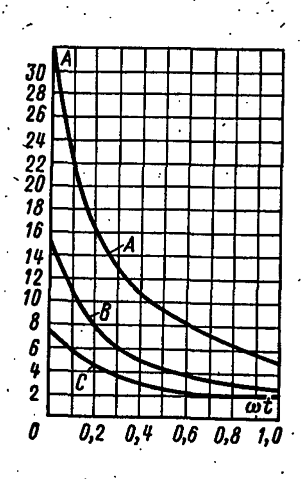


Рис. 5-19. Зависимость теплового эквивалента от параметров контура при внутреннем коротком замыкании в момент окончания коммутации.

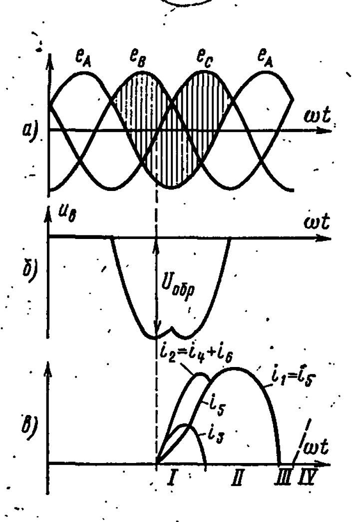


Рис. 5-20. Диаграмма фазных напряжений (*а*), обратного напряжения на вентиле (*б*) и аварийных токов в вентилях (*в*) при внутреннем коротком замыкании неуправляемого выпрямителя в момент приложения максимального обратного напряжения.

На рис. 5-19 представлены зависимости теплового эквивалента от постоянной времени контура короткого замыкания. Разобранный случай пробоя диода в момент окончания коммутации является самым тяжелым по сравнению с пробоями в другие моменты начала развития аварии, поскольку обратное напряжение действует на пробитый диод наибольшую часть периода питающего напряжения.

Рассмотрим случай пробоя того же диода *1* максимальным обратным напряжением $U_{обр}$.

Первый максимум обратного напряжения прикладывается к диоду спустя 90° от точки естественной комму-

тации (рис. 5-20,*б*) и численно равен:

$$U_{обр}=2{,}45E_2.$$

В момент пробоя находится в открытом состоянии диод *3* и создается контур короткого замыкания через диоды *3* и *1* (см. рис. 5-17,*а*):

$$e_B - e_A = 2i_3R_a + 2L_a\frac{di_3}{dt}. \qquad (5\text{-}28)$$

В результате короткого замыкания напряжение фазы *B* снижается и вступает в работу фаза *C*, напряжение которой в этот момент становится положительным (рис. 5-20,*а*). Образуется контур короткого замыкания фаз *CA* через диоды *5* и *1*. Двухфазное короткое замыкание переходит в трехфазное. Уравнение переходного процесса в этом контуре имеет следующий вид:

$$e_C - e_A = 2i_5R_a + 2L_a\frac{di_5}{dt}. \qquad (5\text{-}29)$$

Мгновенное значение тока через пробитый диод *1* и диод *5* в интервале развития аварии

$$i_1=i_3+i_5. \qquad (5\text{-}30)$$

В результате решения уравнений (5-28)—(5-30) получаем следующие выражения:

$$i_{1*}=\sin(\omega t+\pi/3-\varphi)-\sin(\pi/3-\varphi)\,e^{-t/\tau}; \qquad (5\text{-}31)$$

$$i_{3*}=\sin(\omega t-\varphi)+\sin\varphi e^{-t/\tau}; \qquad (5\text{-}32)$$

$$i_{5*}=\sin(\omega t+2\pi/3-\varphi)-\sin(2\pi/3-\varphi)\,e^{-t/\tau}. \qquad (5\text{-}33)$$

Первый интервал закончится в момент, когда ток диода *3* снизится до нуля и короткое замыкание из трехфазного перейдет в двухфазное (рис. 5-20,*в*). Ток при этом будет продолжать протекать через диод *5* в прямом и через пробитый диод *1* в обратном направлениях. Для этого контура остается справедливым уравнение (5-30). Учитывая, что в рассматриваемом интервале $i_5=i_1$, после решения уравнения (5-29) получаем выражение тока в интервале *II* развития аварии

$$i_{5*}=\frac{\sqrt{3}}{2}\left[\sin(\omega t+\pi/3-\varphi)-\sin(\pi/6+\gamma-\varphi)\,e^{-\frac{\omega t-\gamma}{\omega\tau}}\right]+ \\ +i_{I*}e^{-\frac{\omega t-\gamma}{\omega\tau}}, \qquad (5\text{-}34)$$

где γ — длительность интервала I; i_{I*} — мгновенное значение тока в конце интервала I.

Интервал II закончится в момент спада до нуля тока, когда напряжение фазы C перейдет в отрицатель-

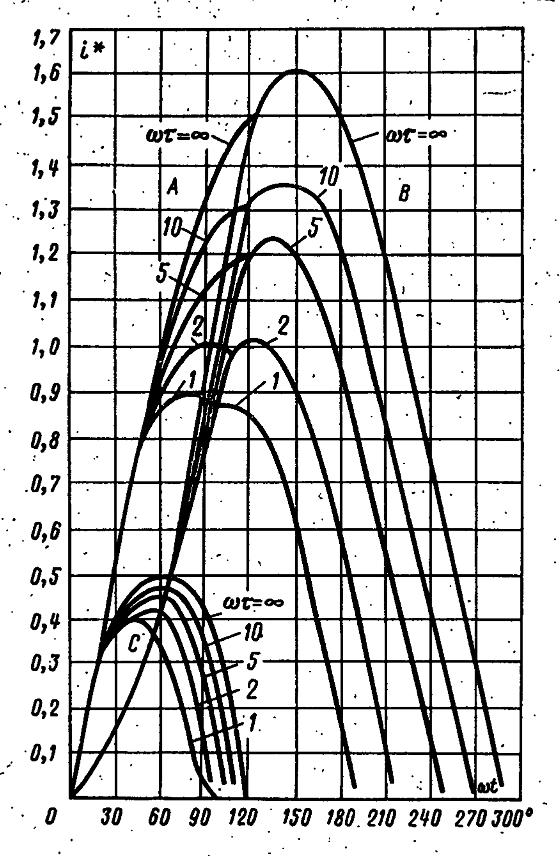


Рис. 5-21. Мгновенные значения токов при внутреннем коротком замыкании неуправляемого выпрямителя в момент приложения максимального обратного напряжения.

А — пробитый вентиль; *В* — вентиль, вступивший в работу; *С* — вентиль, заканчивающий работу.

ную область и израсходуется вся электромагнитная энергия, запасенная в ее индуктивности (рис. 5-20,*в*). Далее ток при наличии цепи нагрузки будет проводить диод *1* в прямом направлении (интервал III) до тех

пор, пока потенциал фазы B не сравняется с потенциалом фазы A и не включится вновь диод 3, который образует двухфазное короткое замыкание через диод 3 в прямом и через диод 1 в обратном направлении (интервал IV).

Кривые мгновенных значений аварийных токов в диодах приведены на рис. 5-21, причем группа кривых A относится к токам пробитого диода, кривые B — к диоду цепи подпитки, только что вступившему в работу, кривые C — к диоду, заканчивающему свою работу. Для разобранного выше случая пробоя диода 1 его току будут соответствовать кривые A, току диода 5 — кривые B и току диода 3 — кривые C. На рис. 5-22 приведены зависимости теплового эквивалента A для тех же вентилей от параметров аварийного контура.

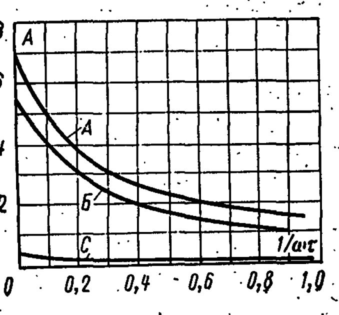


Рис. 5-22. Зависимость теплового эквивалента от параметров контура при внутреннем коротком замыкании неуправляемого выпрямителя в момент приложения максимального обратного напряжения.

A — пробитый вентиль; *B* — вентиль цепи подпитки, вступивший в работу; *C* — вентиль цепи подпитки, заканчивающий работу.

Уравнения, приведенные выше, справедливы и для тиристорных преобразователей с той лишь специфической особенностью, что начало протекания аварийного тока через каждый из тиристоров определяется углом управления α.

Если в результате перегрева или по другим причинам тиристор 1 пробьется в конце своей зоны проводимости (рис. 5-23,*а*), то двухфазное короткое замыкание начнет развиваться только после подачи управляющего импульса на тиристор 3.

Из уравнения (5-28) получаем:

$$i_{3*}=\frac{\sqrt{3}}{2}\left[\sin(\omega t-\varphi)-\sin(\alpha-\varphi)\,e^{-\frac{\omega t-\alpha}{\omega\tau}}\right]. \quad (5\text{-}35)$$

Режим двухфазного короткого замыкания (интервал I) будет продолжаться до тех пор, пока не будет подан очередной управляющий импульс на тиристор 5 (рис. 5-23,*б*).

Двухфазное короткое замыкание перейдет в трехфазное (интервал II). Ток пробитого тиристора в каж-

дый момент этого интервала равен сумме токов тиристоров *3* и *5* и описывается выражениями:

$$i_{1*}=\left[\cos\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}-\varphi\right)-\cos(\alpha-\varphi)\,e^{-\frac{\omega t-\frac{2}{3}\pi-\alpha}{\omega\tau}}\right]+$$

$$+i_{II*}\,e^{-\frac{\omega t-\frac{2\pi}{3}-\alpha}{\omega\tau}}. \qquad (5\text{-}36)$$

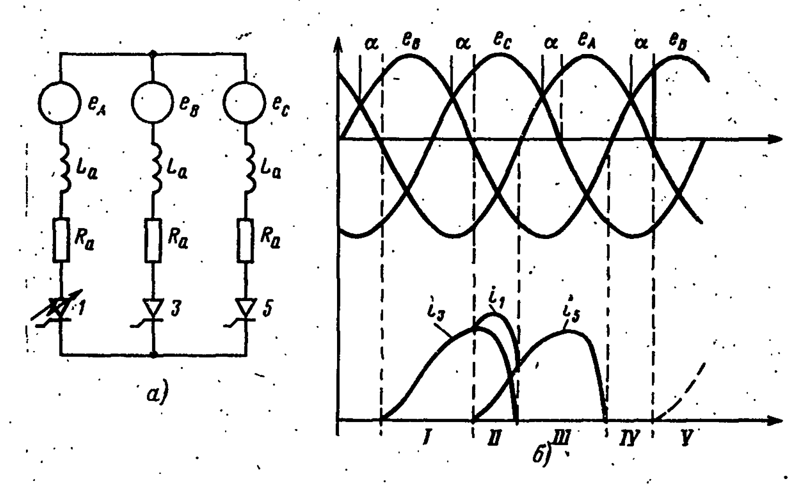


Рис. 5-23. Внутреннее короткое замыкание при пробое тиристора.

Токи подпитки аварийного плеча, проходящие через тиристоры *5* и *3*, находятся по выражениям:

$$i_{3*}=\left[\cos(\omega t-\pi/3-\varphi)-\cos(\alpha+\pi/3-\varphi)\,e^{-\frac{\omega t-\frac{2\pi}{3}-\alpha}{\omega\tau}}\right]+$$

$$+i_{3I*}\,e^{-\frac{\omega t-\frac{2\pi}{3}-\alpha}{\omega\tau}}; \qquad (5\text{-}37)$$

$$i_{5*}=\cos(\omega t-\pi-\varphi)-\cos(\alpha-\pi/3-\varphi)\,e^{-\frac{\omega t-\frac{2}{3}\pi-\alpha}{\omega\tau}}. \qquad (5\text{-}38)$$

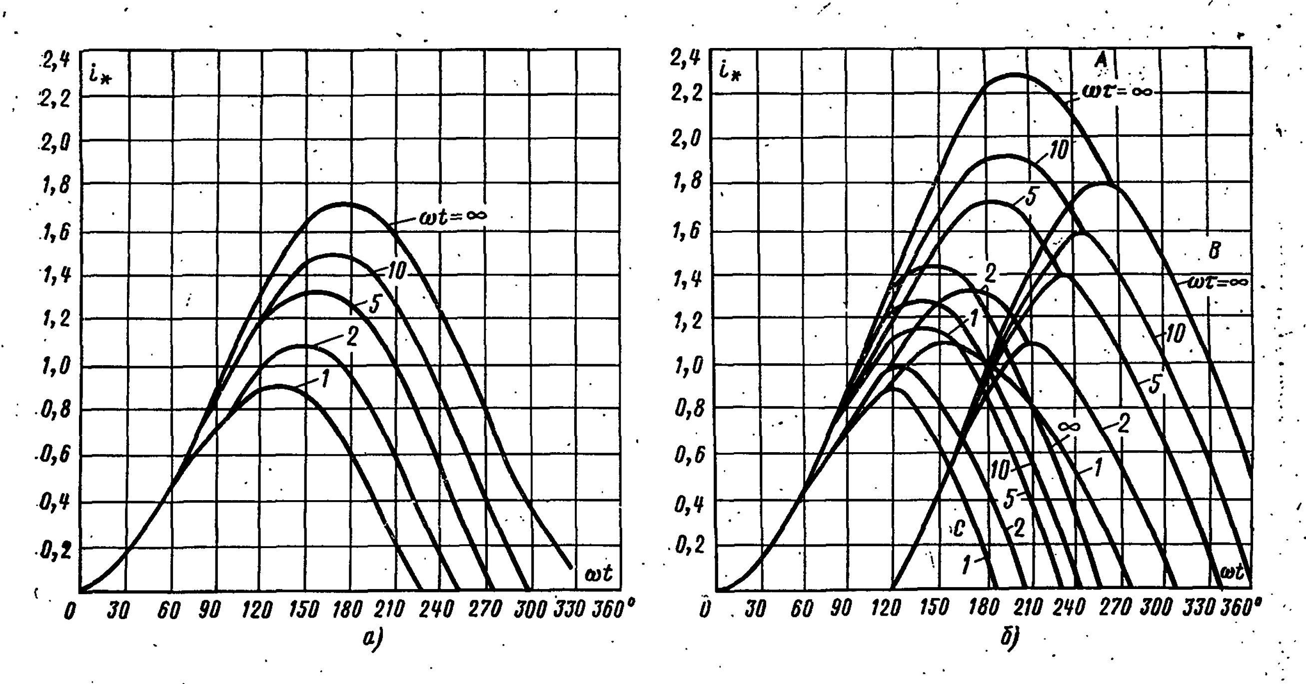


Рис. 5-24. Мгновенные значения аварийных токов тиристоров при внутреннем коротком замыкании.

а — при блокировании управляющих импульсов до очередной коммутации; *б* — в случае блокирования импульсов после первой коммутации.

Трехфазное короткое замыкание закончится с прекращением тока, проходящего через тиристор *3*, а аварийный ток будет продолжать протекать через тиристор *5* в прямом и через пробитый тиристор *1* в обратном направлении (интервал *III*). Ток двухфазного короткого замыкания находится по выражению

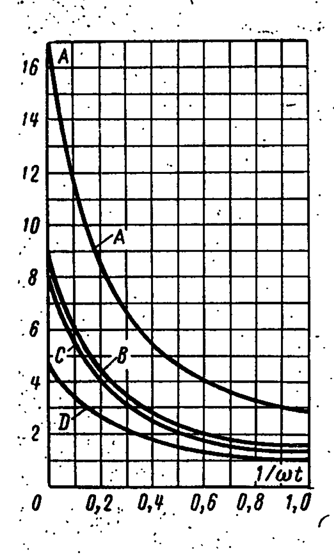
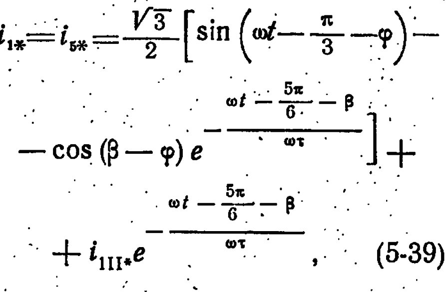
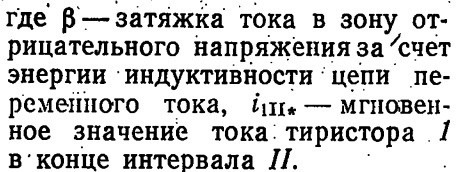


Рис. 5-25. Кривые теплового эквивалента при внутреннем коротком замыкании при блокировании управляющих импульсов до первой коммутации (*B*) и при блокировании управляющих импульсов после первой коммутации для пробитого тиристора *1* (кривые *A*) и тиристоров цепи подпитки (кривые *C* и *D*).





$$i_{1*}=i_{5*}=\frac{\sqrt{3}}{2}\left[\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{3}-\varphi\right)-\cos(\beta-\varphi)\,e^{-\frac{\omega t-\frac{5\pi}{6}-\beta}{\omega\tau}}\right]+i_{III*}e^{-\frac{\omega t-\frac{5\pi}{6}-\beta}{\omega\tau}}, \qquad (5\text{-}39)$$

где β — затяжка тока в зону отрицательного напряжения за счет энергии индуктивности цепи переменного тока, i_{III*} — мгновенное значение тока тиристора *1* в конце интервала *II*.

Если ток тиристора *1* спадет до нуля до момента прихода очередного управляющего импульса на тиристор *3*, то аварийный процесс на этом закончится, так как в интервале *IV* пробитый тиристор *1* будет пропускать ток в прямом направлении при наличии цепи нагрузки. В этом случае с приходом управляющего импульса на тиристор *3* процесс развития аварии полностью повторяется, проходя вновь последовательно интервалы *I*, *II* и *III*.

Если же энергии, запасенной в индуктивности фазы *C*, достаточно для поддержания тока в тиристоре *5* до момента подачи управляющего импульса на тиристор *3*, то вновь возникнет режим трехфазного короткого замыкания.

На рис. 5-24 приведены кривые мгновенных значений аварийных токов тиристоров в относительных зна-

чениях в случае пробоя тиристора в момент окончания коммутации для двух случаев блокирования управляющих импульсов — до очередной коммутации после начала аварии и в случае блокирования после первой коммутации, а на рис. 5-25 — кривые теплового эквивалента аварийного тока. Из этих рисунков очевидно, что авария (пробой) в момент окончания коммутации является наиболее тяжелой по амплитуде, длительности и тепловому воздействию.

Сопоставляя приведенные на рис. 5-18—5-20, 5-22, 5-23, 5-25, 5-26 зависимости относительных значений токов и их тепловых эквивалентов, можно отметить, что наиболее тяжелые аварийные режимы как в схемах с диодами, так и в схемах с тиристорами имеют место при пробое прибора в конце его периода коммутаций, причем при прочих равных условиях неуправляемые схемы с диодами имеют более высокие значения токов и длительности их протекания, чем схемы с тиристорами.

5-6. ОСОБЕННОСТИ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ В СХЕМАХ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ МОСТОВ

Аварийные режимы в таких схемах рассмотрим на примерах эквивалентных 12-фазных схем с последовательным или параллельным соединением мостов (рис. 5-26). Таким схемам присущи все аварии, характерные для обычных мостовых схем, однако их процесс развития имеет свою специфику.

Поскольку оба трансформатора *Тр1* и *Тр2* (рис. 5-26,*а*) питаются от общей сети, имеющей свои распределенные параметры, которые могут быть представлены индуктивными сопротивлениями X_c, то при коммутациях в одном из мостов, например *1В* с трансформатором *Тр1*, снижается напряжение и на первичной обмотке трансформатора *Тр2*. Это влияние выражается коэффициентом связи через сеть [Л. 19]

$$\chi = \frac{X_c}{X_a + X_c}. \qquad (5\text{-}40)$$

В мощных сетях, где $X_a/X_c > 20$, взаимным влиянием работающих групп можно пренебречь.

При совпадениях моментов коммутации двух мостов один из них коммутирует при пониженном напряжении, а следовательно, угол коммутации его γ' будет увеличиваться. За счет снижения на-

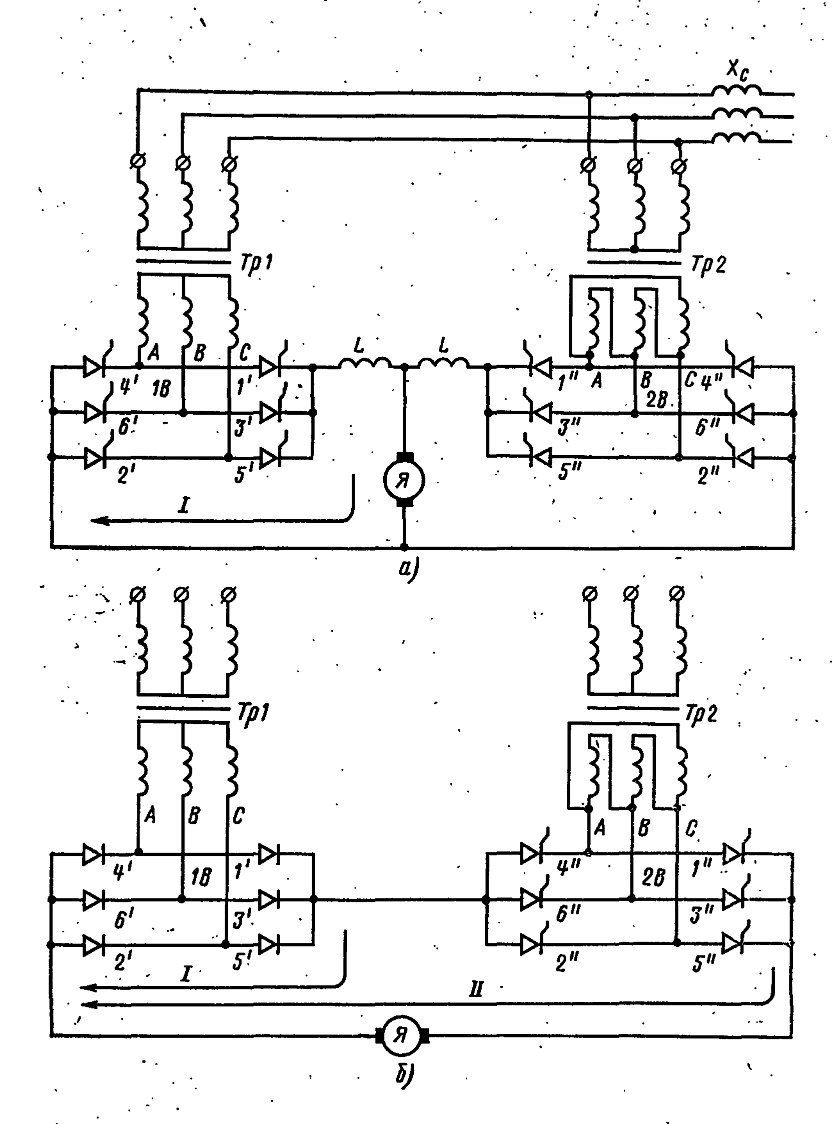


Рис. 5-26. Авария в эквивалентных 12-фазных схемах.
а — параллельная схема; *б* — последовательная схема.

пряжения сети задерживается также и момент начала коммутации, определяемой в этом случае углом α':

$$\gamma' = \arccos\left[\cos\alpha' - \frac{2I_d X_a}{\sqrt{6}\,U_{2ф}(1-\chi)}\right] - \alpha', \qquad (5\text{-}41)$$

где

$$\alpha' = \arccos\left(\frac{\cos\alpha}{1-\chi}\right).$$

Для устойчивой работы преобразователя в инверторном режиме необходимо учитывать возможное увеличение угла коммутации, так чтобы всегда

$$(\beta - \gamma') > \delta_{мин},$$

где $\delta_{мин}$ — минимально допустимый угол запаса.

Короткое замыкание на выводах одного из мостов. В схеме с параллельным соединением мостов (рис. 5-26,*а*) такая авария (*I*) является одновременно и полным коротким замыканием для всего преобразователя с той лишь разницей, что при коротком замыкании на выводах моста *1В* скорость нарастания тока через другой мост *2В* ограничена индуктивностью двух реакторов. Развитие аварии протекает так же, как в двух независимых мостовых выпрямителях при коротком замыкании, и определяется для моста *1В* параметрами питающего трансформатора *Тр1* и для моста *2В* параметрами своего питающего трансформатора *Тр2* и уравнительных реакторов.

Если же преобразователь в момент начала аварии работал в инверторном режиме, то оба моста включаются и авария развивается в цепи генератора постоянного тока. Иначе реагирует на короткое замыкание одного из мостов схема с последовательным соединением.

Известно, что в схемах с последовательным соединением мостов имеют место режимы работы, когда одна из групп работает выпрямителем, а другая инвертором. В зависимости от напряжений выпрямителя и инвертора может меняться режим работы преобразователя в целом: с выпрямительного на инверторный. Аварийные процессы будут развиваться по-разному в зависимости от режима работы каждого моста и всего преобразователя.

Если в выпрямительном режиме работы преобразователя короткое замыкание произошло на зажимах моста *1В*, то мост *2В* отключается независимо от того, в каком режиме он находился, поскольку в этом случае противо-э. д. с. двигателя всегда будет больше напряжения оставшегося моста *2В*.

В случае возникновения короткого замыкания моста *1В* при работе преобразователя в инверторном режиме, когда оба моста *1В* и *2В* работают инвертором, происходят выключение короткозамкнутого моста *1В* и перегрузка оставшегося в работе моста *2В*, поскольку напряжение инвертора становится много меньше напряжения генератора постоянного тока, которое ранее было уравновешено суммарным напряжением двух инверторных мостов. Такая перегрузка может привести к опрокидыванию инвертора *2В*.

При коротком замыкании на мосте *1В*, работающем инвертором, когда мост *2В* работает выпрямителем, при работе преобразователя в режиме выпрямления происходят резкое увеличение напряжения на нагрузке и перегрузка оставшегося в работе моста *2В*. Если же в этом случае преобразователь работал инвертором, то закорачива-

ние инверторного моста *1В* приведет к выключению и выпрямительного моста *1В*.

Короткое замыкание на выводах последовательно соединенных мостов. При такой аварии (II, рис. 5-26,*б*) напряжение на выходных шинах преобразователя падает до нуля, а через тиристоры начинает протекать аварийный ток, амплитуда и крутизна которого зависит от параметров обоих трансформаторов и цепи короткого замыкания.

В [Л. 94] показано, что при $X_d=\infty$ как параллельная, так и последовательная схема может работать в зависимости от нагрузки в семи режимах, отличающихся друг от друга числом одновременно проводящих вентилей. При коротком замыкании угол коммутации достигает 120° и ток одновременно могут проводить восемь вентилей. Установившееся значение тока короткого замыкания при этом определяется выражением [Л. 94]

$$I_{d\text{к}}=\frac{\sqrt{2}U_{2\text{ф}}}{(1+q)X_a}.$$

Коэффициент q в этом выражении характеризует качественный состав сопротивлений, входящих в контур коммутации (см. гл. 3).

Наибольший ток короткого замыкания будет при работе обоих мостов преобразователя с углом управления $\alpha=0$ при возникновении аварии в момент включения одного из тиристоров, например тиристора *4'* на рис. 5-26,*б*. Анализ физических процессов развития аварии удобно провести по интервалам, как это уже делалось ранее.

Для построения кривой аварийного тока преобразователя и токов, проходящих через каждый из тиристоров на рис. 5-28, по оси абсцисс приведен график очередности коммутации тиристоров обоих мостов, что позволяет разбить весь процесс развития аварии на несколько интервалов.

В зоне одиночной проводимости вентилей обоих мостов (интервал *I*) в аварии участвуют четыре тиристора. Ток в цепи создается двумя синусоидальными э. д. с., сдвинутыми по фазе на 30°, и ограничен сопротивлениями обмоток трансформаторов. Через 30° включится тиристор *4″* моста *2В* и начнется коммутация тока с тиристора *2″* на тиристор *4″*, что соответствует интервалу *II* развития аварии. В течение этого периода аварийный ток проходит через пять тиристоров. Еще через 30° включится тиристор *5'* моста *1В* и в работе окажутся шесть тиристоров, поскольку коммутация тиристора *2″* на тиристор *4″* еще не закончилась (интервал *III*).

Включением в работу тиристора *5″* начнется интервал *IV* развития аварии. Ток в этом периоде проводят семь тиристоров. Для моста *2В* это соответствует режиму «двойного перекрытия», имеющему место и в обычных мостовых схемах при перегрузках. При включении очередного тиристора *6* тот же режим «двойного перекрытия» создается и в мосте *1В* (интервал *V* развития аварии).

При работе восьми тиристоров напряжение на выходе выпрямителя отсутствует, так как одновременно в каждом мосте открыты тиристоры, подключенные к одной из фаз питающего трансформатора. Далее в каждом из мостов чередуются режимы двойной и одинарной коммутации. Периоды одиночной (внекоммутационной) работы вентилей отсутствуют. В установившемся режиме короткого замыкания будет чередоваться одновременная работа семи и восьми тиристоров.

Характер протекания аварийных токов через тиристоры иллюстрируется рис. 5-27. Поскольку снижение токов тиристоров 2'', 3', 3'' определяется началом коммутации токов на другие тиристоры, то очевидно, что амплитуда этих токов будет зависеть от скорости нарастания аварийного тока. Если за время, соответствующее 30°, аварийный ток достигнет своего установившегося значения, то и амплитуда токов этих тиристоров возрастет до этого же значения.

Внутреннее короткое замыкание. Внутреннее короткое замыкание, если его рассматривать с учетом принятых допущений, разви-

					Очередность коммуникации тиристоров
4'	6'	2'	4'		
3'	5'	1'	3'	5'	
2''	4''	6''	2''	4''	
3''	5''	1''	3''	5''	

Рис. 5-27. Аварийный ток тиристоров и преобразователя с последовательным соединением мостов при глухом коротком замыкании.

вается в каждом из мостов самостоятельно и определяется параметрами цепи переменного тока L_a, R_a, так же как и в обычных мостовых схемах (см. § 5-5). Если сравнить преобразователи одной и той же мощности с одинаковыми номинальными выходными параметрами, но собранные по различным схемам, то преобразователь с параллельным соединением мостов будет иметь меньший ток внутреннего короткого замыкания, чем аналогичные преобразователи с мостовыми и последовательными комбинированными схемами. В связи с этим в преобразователях с параллельной комбинированной схемой облегчаются требования к коммутационной способности защитных аппаратов по сравнению с преобразователями той же мощности, но с другим построением силовой схемы.

Опрокидывание и прорыв в инверторном режиме. Причины возникновения аварийных режимов при работе преобразователя инвертором те же, что и у рассмотренных выше мостовых схем, с той лишь разницей, что угол коммутации зависит от коэффициента иска-

жения напряжения, вызванного взаимным влиянием мостов через сеть. В результате взаимного влияния работающих групп, как было показано выше, угол коммутации увеличивается, что может привести к повышению вероятности возникновения аварии.

Комбинированные 12-фазные схемы отличаются многоступенчатым характером развития аварии инвертора, когда авария, возникнув с начала в пределах одного моста, распространяется на весь преобразователь.

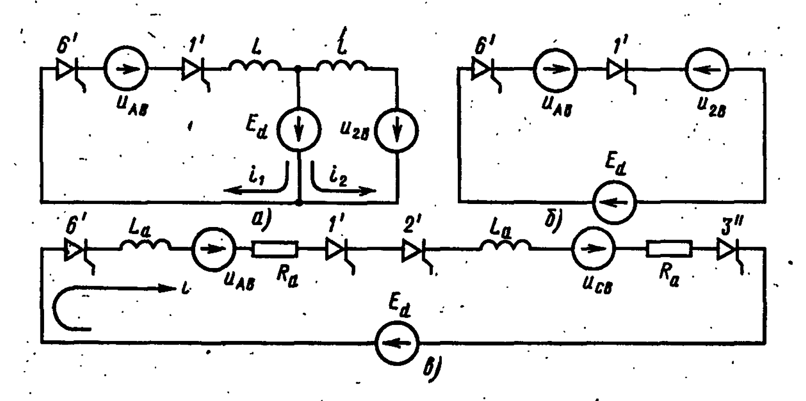


Рис. 5-28. Схемы замещения при авариях инвертора.

а — опрокидывание инвертора в параллельной схеме; *б* — опрокидывание инвертора в последовательной схеме; *в* — прорыв инвертора в последовательной схеме.

При возникновении опрокидывания инвертора в одном из мостов, например *1B* (см. рис. 5-26,*а*), параллельной схемы при несостоявшейся коммутации тока с тиристора *6'* на тиристор *2'* весь аварийный ток проходит через тиристоры *6'* и *1'* этого моста. Влияние второго моста *2B* сказывается незначительно и только в первый период развития аварии. По мере нарастания тока i_1 (рис. 5-28,*а*) через аварийный мост мост *2B* некоторое время еще продолжает работать инвертором, проводя ток i_2 противо-э. д. с. сети, а затем выключается, так как он полностью шунтируется цепью аварийного моста и напряжение E_d становится меньше напряжения инвертора $u_{2в}$ за счет падения напряжения на внутренних элементах генератора L_0, R_0 при прохождении аварийного тока i_1 и других более сложных процессов, протекающих в электрической машине в режиме короткого замыкания.

Сложнее протекает авария в последовательной 12-пульсной схеме. При опрокидывании инвертора одного из мостов, например *1B* (рис. 5-28,*б*), под действием э. д. с. генератора E_d и линейного напряжения u_{AB} трансформатора *Тр1* ток начинает увеличиваться. Увеличению аварийного тока препятствует напряжение E_d+u_{AB}, много большее напряжения инвертора $u_{2в}$, наступает перегрузка последнего, его угол коммутации $\gamma_{2в}$ увеличивается настолько, что $\delta=\beta-\gamma_{2в}$ становится меньше допустимого значения.

Это приводит к опрокидыванию инверторного моста *2B* и к развитию аварии во всем контуре инвертора.

При опрокидывании инвертора обоих мостов аварийный ток создается суммой всех трех источников напряжения, действующих в контуре согласованно: линейных напряжений u_{AB} трансформатора $Tp1$, u_{CB} трансформатора $Tp2$ и э. д. с. генератора E_d.

Для схемы замещения, представленной на рис. 5-28,*в*, в этом случае справедливо уравнение

$$\Sigma L\frac{di}{dt}+\Sigma Ri=E_m\sin(\omega t+\psi)+E_m\sin(\omega t+\theta)+E_d,$$

где ψ, θ, E_m — начальные фазы и амплитуда линейных э. д. с. инверторных мостов.

Из этого уравнения аварийный ток определяется следующим выражением:

$$i=\left[I_d-\frac{E_0}{R}-\frac{E_m}{z}\sin(\alpha_0+\psi-\varphi)-\right.$$
$$\left.-\frac{E_m}{z}\sin(\alpha_0+\theta-\varphi)\right]e^{-t/\tau}+\frac{E_0}{R}+$$
$$+\frac{E_m}{z}\sin(\omega t+\psi-\varphi)-\frac{E_m}{z}\sin(\omega t+\theta-\varphi), \qquad (5\text{-}42)$$

где α_0, I_d — угол и ток, соответствующие началу аварийного режима:

$$\alpha_0=\pi/6+\alpha_{1в}+\gamma_{1в}.$$

Анализируя выражение аварийного тока, можно установить, что аварийный ток возрастает от начального значения I_d и состоит из трех составляющих: экспоненциальной с конечным значением $i=0$, синусоидальной, являющейся суммой двух синусоид, и постоянной. Ток достигает своего установившегося значения и пульсирует за счет синусоидальной составляющей тока.

Если не состоялась одна коммутация, например, тиристора *6′* на тиристор *2′*, то через время, соответствующее 30°, включится тиристор *3′* и выпрямительный мост *1В* будет шунтирован через тиристоры *6′* и *3′*. Все напряжение генератора прикладывается к инвертору *2В*, что также вызывает его перегрузку и опрокидывание, поскольку напряжение генератора много больше напряжения одного из последовательно включенных инверторов.

Таким образом, сбой коммутации в инверторном режиме любого из мостов приводит к развитию аварии в обеих группах последовательной 12-фазной схемы.

Сравнение аварий при инверторных режимах параллельной и последовательной 12-фазных схем показывает, что наиболее тяжелые последствия имеют место при опрокидывании или прорыве инвертора в параллельной схеме. Весь аварийный ток протекает по тиристорам одного из параллельных мостов, а другой практически выключается из работы.

В последовательной схеме авария одного из мостов распространяется на весь преобразователь, но развитие аварии происходит более медленно по сравнению с параллельной схемой за счет влияния индуктивностей обоих трансформаторов и на первой стадии противо-э. д. с. второго инвертора.

5-7. АВАРИЙНЫЕ ПРОЦЕССЫ В РЕВЕРСИВНЫХ ДВУХКОМПЛЕКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Двухкомплектные тиристорные преобразователи широко применяются в системах автоматизированного электропривода [Л. 80] для разгона, торможения и изменения направления вращения приводных электродвигателей различных механизмов. В зависимости от способа согласования вентильных комплектов одновременно может работать только один комплект (раздельное управление) либо оба комплекта с определенным соотношением углов управления.

Для ограничения уравнительных токов при линейном согласовании работающих групп между комплектами устанавливаются ограничивающие реакторы.

Поскольку каждый из комплектов может работать выпрямителем или инвертором, то для таких преобразователей характерны все рассмотренные выше аварии: внутреннее короткое замыкание, возникающее в результате пробоя тиристора, короткое замыкание на шинах постоянного тока или на нагрузке, опрокидывание и прорыв инвертора.

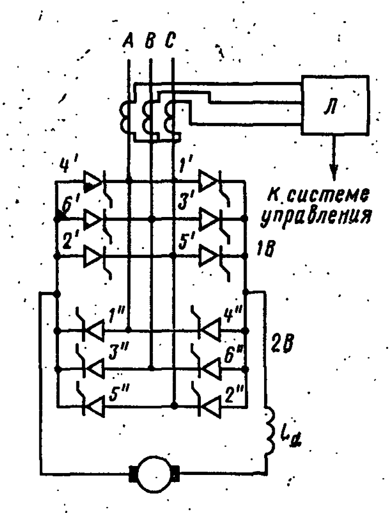


Рис. 5-29. Схема реверсивного двухкомплектного тиристорного преобразователя.

Однако параллельное подключение к нагрузке двух выпрямительных комплектов *1В* и *2В* разного направления (рис. 5-29) создает вероятность возникновения специфичных для таких преобразователей аварий.

Одновременное включение выпрямительных комплектов без э. д. с. в цепи нагрузки. При включении двух выпрямительных комплектов друг на друга цепью нагрузки можно пренебречь, если она не содержит источников э. д. с. Это относится к включению преобразователя, работающего на холостом ходу или на активную нагрузку.

Одновременное включение выпрямителей с одинаковыми углами $\alpha_1=\alpha_2$ приводит к двухфазному короткому замыканию через две цепи, образованные работающими тиристорами, например *1'*, *6''*, *1''*, *6'*. Этот аварийный режим часто называют прорывом по уравнительному контуру. Схема замещения такого режима приведена на рис. 5-30,*а*. Наибольший ток короткого замыкания будет при $\alpha_1=$ $=\alpha_2=0$. Аварийный ток будет определяться по тем же зависимостям и графикам, что ток пробитого вентиля при внутреннем коротком замыкании. С увеличением углов α аварийный ток будет снижаться. Поскольку режим короткого замыкания создается двумя параллельными цепями тиристоров, то при равномерном делении через каждый из них проходит только половина общего тока.

В том случае, если углы управления групп не равны, процесс развития аварии протекает иначе. Так, при $\alpha_2>\alpha_1$ в определенном

интервале управления возникает трехфазное короткое замыкание трансформатора, например, через две цепи, образованные тиристорами $1'$, $6''$ и $2'$, $1''$ (рис. 5-30,*б*). Каждый из тиристоров пропускает ток короткого замыкания, однако ток любого из тиристоров, участвующих в аварии, все же меньше максимального тока трансформатора фазы *А* на рис. 5-30,*б*).

В диапазоне углов управления $2\pi/3<\alpha_1+\alpha_2<\pi$ при $\alpha_2>\alpha_1$ возникает двухфазное короткое замыкание через одну пару тиристоров $2'$, $1''$ (рис. 5-30,*в*). По второму уравнительному контуру ток

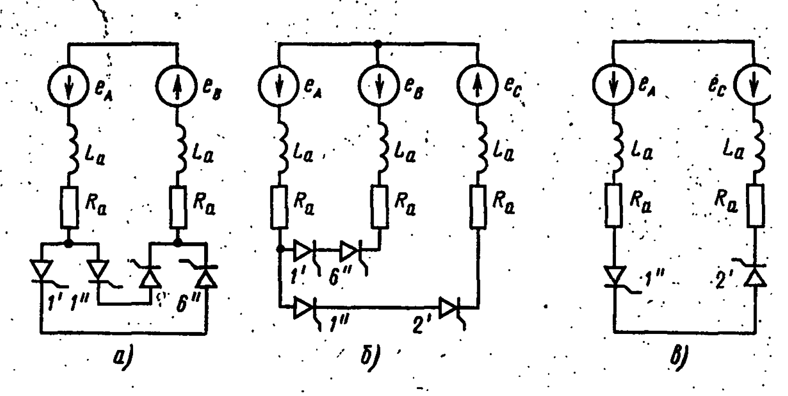


Рис. 5-30. Схемы замещения реверсивного преобразователя при отсутствии э. д. с. в цепи нагрузки.

а — двухфазное короткое замыкание при $\alpha_1=\alpha_2$; *б* — трехфазное короткое замыкание при $\alpha_1<\alpha_2$; *в* — двухфазное короткое замыкание по одному уравнительному контуру.

не пойдет, так как нет зоны одновременной работы тиристоров в обоих выпрямительных комплектах при положительном приложенном напряжении. При соотношении углов управления $\alpha_1+\alpha_2>\pi$ авария не возникает ни в одном из контуров.

Во всех случаях включения выпрямительных комплектов друг на друга аварийный ток, проходящий через тиристоры, имеет при прочих равных условиях меньшее значение, чем при пробое плеча.

Одновременное включение выпрямительных комплектов при наличии э. д. с. в цепи нагрузки. При наличии э. д. с. в цепи нагрузки к аварийным токам, вызванным закорачиванием питающего трансформатора, добавляются токи, вызванные э. д. с. цепи постоянного тока. Для случая одновременного включения выпрямительных комплектов $\alpha_1=\alpha_2$ схема замещения представлена на рис. 5-31,*а*. Ток двухфазного короткого замыкания трансформатора проходит по двум контурам, образованным тиристорами $1'$, $6''$ и $1''$, $6'$. Одновременно создается контур для постоянного тока через тиристоры $1''$, $6''$ и обмотки трансформатора. Напряжение E_d приложено к тиристорам $1'$, $6'$ в обратном направлении и способствует выключению последних.

После выключения тиристоров $1'$, $6'$ остается один контур и дальнейшее развитие аварии будет протекать через тиристоры $1''$, $6''$. В аварийном контуре будет действовать синусоидальная фазная

э. д. с. трансформатора и постоянная э. д. с. нагрузки, т. е. характер протекания процессов будет аналогичным опрокидыванию инвертора.

При трехфазном коротком замыкании (рис. 5-31,*б*) э. д. с. двигателя также приводит к выключению двух тиристоров (*1'*, *2'*), после чего авария развивается через тиристоры *1''*, *6''* под действием двух э. д. с.: синусоидальной и постоянной.

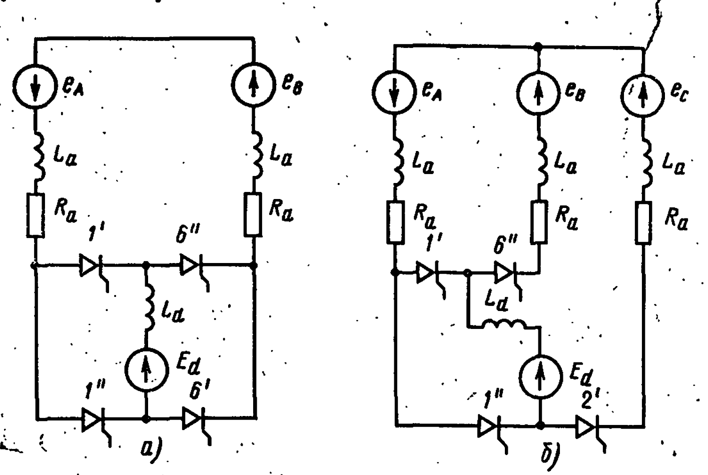


Рис. 5-31. Схемы замещения при наличии э. д. с. в цепи нагрузки.
а — двухфазное короткое замыкание; *б* — трехфазное короткое замыкание.

Включение выпрямительного комплекта во время прорыва инвертора. Такая авария характерна для реверсивных преобразователей с раздельным управлением комплектами. В нормальном режиме работы управляющие импульсы всегда поступают на один из вентильных комплектов и переключение с одного комплекта на другой допускается только в момент, когда ток, проходящий через тиристоры, снизится до нуля.

Для контроля проводящего состояния тиристоров часто применяют трансформаторы на стороне переменного тока, которые воздействуют на логическое устройство *Л*, формирующее разрешающий сигнал на переключение комплектов (см. рис. 5-29). Если при работе комплекта *2В* инвертором произойдет прорыв через тиристоры *4''*, *1''*, то, как было показано ранее, ток в обмотках трансформатора будет спадать до нуля и логическое устройство *Л* выдаст разрешающий сигнал на включение *1В*. При включении группы *1В* образуется короткое замыкание через проводящие тиристоры *4''*, *1''*. Аварийный ток и токи тиристоров могут быть подсчитаны так же, как и для полного короткого замыкания. Через тиристоры аварийного контура *4''*, *1''* проходит суммарный ток прорыва инвертора и короткого замыкания выпрямителя.

В результате такой аварии могут возникнуть весьма высокие значения токов, приводящие к выходу из строя тиристоров и аппаратуры. Такая авария может быть исключена применением специальных схемных решений, не допускающих включения одного комплекта при аварии на другом.

5-8. МЕТОДИКА РАСЧЕТА АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ

Приведенный выше анализ аварийных процессов является основой методики расчета, позволяющей по параметрам того или иного преобразователя рассчитать токи, проходящие через отдельные элементы схемы. Исходными для расчетов являются паспортные параметры применяемого электрооборудования. По этим параметрам рассчитываются сопротивления и э. д. с. эквивалентной схемы замещения аварийного процесса.

При наличии сетевого трансформатора сопротивление цепи переменного тока определяется по потерям в обмотках $P_м$ и напряжению короткого замыкания $u_{к,\%}$ трансформатора. Индуктивность L_a и активное сопротивление сетевых реакторов в бестрансформаторной схеме находятся по каталожным данным:

$$L_a = \frac{U_{2ф}}{\omega I_{ф.н}} \frac{u_{к,\%}}{100} = \frac{\sqrt{3} U_{2ф}}{\sqrt{2} \omega I_{dн}} \frac{u_{к,\%}}{100}; \tag{5-43}$$

$$R_a = \frac{P_м}{3 I^2_{ф.н}} = \frac{P_м}{2 I^2_{dн}}, \tag{5-44}$$

где $\sqrt{3} U_{2ф}$ — линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора (действующее значение); $I_{ф.н}$ — номинальный фазный ток трансформатора; $u_{к,\%}$ — напряжение короткого замыкания трансформатора, %; ω — угловая частота питающей сети, рад/с; $P_м$ — мощность потерь в обмотках трансформатора при коротком замыкании.

Мощность потерь в обмотках приблизительно равна мощности потерь короткого замыкания $P_к$, которое наряду с $u_к$ приводится в паспорте трансформатора.

Индуктивное сопротивление цепи переменного тока

$$X_a = \omega L_a. \tag{5-45}$$

Сопротивление цепи выпрямленного тока определяется по паспортным характеристикам сглаживающих и ограничивающих реакторов, а также обмоток электродвигателей нагрузки.

Индуктивность сглаживающих реакторов приводится в их паспорте, а активное сопротивление может быть найдено из выражения

$$R_{ср} = P_{ср} / I^2_{ср}, \tag{5-46}$$

где мощности потерь $P_{ср}$ и номинальный ток $I_{ср}$ приводятся в каталогах на реакторы.

Следует иметь в виду, что в реакторах со сталью индуктивность падает с увеличением тока, что необходимо учитывать в расчетах (см. § 5-3).

Индуктивность якоря электрической машины постоянного тока может быть определена по формуле Лиумвиля — Уманского [Л. 79]

$$L_я = C \frac{U_н}{I_н} \frac{1}{p\omega_я}, \qquad (5\text{-}47)$$

где $I_н$, $U_н$ — номинальные напряжение и ток электрической машины; p — число пар полюсов; $\omega_я$ — угловая частота вала машины.

Коэффициент C характеризует магнитное состояние цепи якоря и может колебаться в широких пределах. Так, для компенсированных тихоходных электродвигателей $C=0,1$; для компенсированных генераторов $C=0,2$; для некомпенсированных электродвигателей и генераторов $C=0,6$ [Л. 80].

Активное сопротивление якоря приводится в каталогах электрических машин. Далее составляются эквивалентные схемы замещения и ведется расчет в приведенной ниже последовательности.

Короткое замыкание на шинах выпрямленного тока.
1. Определяется базовый ток

$$I_m = \frac{\sqrt{2} U_{2ф}}{\sqrt{X^2_a + R^2_a}}.$$

2. Вычисляется отношение X_a/R_a и по кривым рис. 5-4 для диодов и рис. 5-7 для тиристоров находятся мгновенные значения тока для различных моментов времени в относительных единицах.

3. Рассчитываются значения аварийного тока в амперах для различных моментов времени:

$$i = I_m i_*,$$

и строится кривая нарастания тока от нуля до максимального значения. По этой кривой определяется ударное значение аварийного тока $i_{уд}$.

4. Тепловое воздействие аварийного тока в относительных значениях A определяется по графическим зависимостям, приведенным на рис. 5-5 и 5-8 для конкретного значения X_a/R_a. Абсолютное значение теплового

воздействия (джоулева интеграла) получается путем пересчета его относительного значения

$$W=\int i^2 dt=\frac{I^2{}_m A}{\omega}.$$

Короткое замыкание на нагрузке при наличии сглаживающего реактора. 1. Рассчитывается установившийся ток короткого замыкания

$$I_{d\text{к}}=I_{d\text{н}}\frac{116}{u_{\text{к},\,\%}}.$$

2. В случае применения сглаживающего реактора без магнитопровода (L=const) аварийный ток рассчитывается по выражению

$$i_\text{к}=I_{d\text{к}}(1-e^{-t/\tau})+I_d e^{-t/\tau},$$

где τ — постоянная времени цепи нагрузки; I_d — выпрямленный ток перед аварией.

Поскольку нарастание аварийного и спадение предварительного тока происходят по экспоненте с показателем степени $-t/\tau$, то удобно для каждого момента времени, соответствующего значению t/τ, определить значения функций $e^{-t/\tau}$ и $1-e^{-t/\tau}$, затем соответствующим умножением и сложением составляющих вычислить значения аварийного тока $i_\text{к}$.

Если же характеристика сглаживающего реактора нелинейна, то для построения кривой нарастания аварийного тока можно воспользоваться графоаналитическим методом расчета, приведенным в § 5-3.

Внутреннее короткое замыкание, вызванное пробоем тиристора. 1. По параметрам трансформатора определяется отношение X_a/R_a.

2. Рассчитывается базовый ток схемы

$$I_m=\frac{\sqrt{2}U_{2\text{ф}}}{\sqrt{X^2{}_a+R^2{}_a}}.$$

3. Кривые мгновенных значений аварийного тока для тиристоров (рис. 5-24) или для диодов (рис. 5-21) пересчитываются на абсолютные значения

$$i=I_m i_*$$

для случаев с блокированием и без блокирования управляющих импульсов. По результатам пересчета строятся кривые аварийных токов.

4. По найденному значению X_a/R_a и графическим зависимостям (5-22) или (5-25) находится относительное значение эквивалентного теплового воздействия фактора A, которое затем пересчитывается на абсолютное значение

$$W = I^2_m A/\omega.$$

Аварии инвертора. 1. Определяются установившиеся значения токов короткого замыкания генератора I_0 и трансформатора $I_т$ при предположении, что напряжение генератора E_d приблизительно равно номинальному напряжению двигателя $E_н$:

$$I_0 = E_н/R; \; I_т = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}U_{2ф}}{\sqrt{X^2+R^2}},$$

где

$$R = 2R_a + R_d + R_я;$$
$$X = 2X_a + X_d + X_я.$$

2. Для каждого момента времени аварийного процесса при опрокидывании инвертора с учетом экспоненциальных зависимостей токов короткого замыкания генератора I_0 и предварительного тока I_d определяются значения апериодической составляющей аварийного тока

$$i' = I_0 (1 - e^{-t/\tau}) + I_d e^{-t/\tau}.$$

3. Находятся значения периодической составляющей

$$i'' = I_т [\cos(\beta + \varphi - \pi/2 - \omega t) - \cos(\beta + \varphi - \pi/2) e^{t/\tau}],$$

где

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{L}{\omega R}.$$

4. Для каждого момента времени путем сложения определяются значения аварийного тока.

5. Аварийный ток при прорыве инвертора определяется по тому же выражению, что и апериодическая составляющая тока опрокидывания инвертора, с той лишь разницей, что в аварийный контур параметры трансформатора не входят:

$$R = R_d + R_я; \; X = X_d + X_я.$$

Пример. Рассчитать токи короткого замыкания при пробое тиристора плеча, коротком замыкании на шинах постоянного тока и на нагрузке, а также токи при опрокидывании и прорыве инвертора тиристорного преобразователя, работающего выпрямителем или инвертором, имеющего следующие номинальные параметры: ток $I_{dн} = 1000$ А; напряжение $U_{dн} = 460$ В; линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора $\sqrt{3}U_{2ф} = 400$ В; напряжение короткого замыкания трансформатора $u_{к\%} = 8{,}85\%$; мощность потерь короткого замыкания $P_к = 10$ кВт; ток сглаживающего реактора $I_{с.р} = 1000$ А; индуктивность сглаживающего реактора постоянна $L_{с.р} = 0{,}5$ мГ; мощность потерь в сглаживающем реакторе $P_{с.р} = 6$ кВт.

Преобразователь оснащен защитой, блокирующей управляющие импульсы при возникновении аварии, и работает на электрический двигатель, имеющий следующие номинальные параметры: частота вращения $n=300$ об/мин; ток $I_н=1000$ А; напряжение $E_н=460$ В; сопротивление якорной цепи $R_я=0{,}028$ Ом.

Расчет начинаем с определения основных параметров схем замещения.

Индуктивность и индуктивное сопротивление фазы цепи переменного тока:

$$L_a=\frac{\sqrt{3}U_{2ф}}{\sqrt{2}\omega I_{dн}}\frac{u_{к,\ \%}}{100}=\frac{400}{1{,}41\cdot 314\cdot 1000}\frac{8{,}85}{100}=0{,}08\cdot 10^{-3}\ Г;$$

$$X_a=\omega L_a=314\cdot 0{,}08\cdot 10^{-3}=25{,}3\cdot 10^{-3}\ Ом.$$

Активное сопротивление одной фазы цепи переменного тока

$$R_a=\frac{P_к}{2I^2_{dн}}=\frac{10\,000}{2\cdot 10^6}=5\cdot 10^{-3}\ Ом.$$

Индуктивность якорной цепи компенсированного электродвигателя с учетом, что $\omega_я=\pi n/30$,

$$L_я=C\frac{U_н}{p\frac{\pi n}{30}I_{dн}}=0{,}2\frac{460}{4\frac{3{,}14\cdot 300}{30}\cdot 1000}=0{,}73\cdot 10^{-3}\ Г.$$

Активное сопротивление сглаживающего реактора

$$R_{с.р}=\frac{P_{с.р}}{I^2_{с.р}}=\frac{6000}{1000^2}=6\cdot 10^{-3}\ Ом.$$

Рассчитаем токи при внутреннем коротком замыкании.

Базовый ток схемы

$$I_m=\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{\sqrt{X^2_a+R^2_a}}=\frac{1{,}41\ 400/1{,}73}{\sqrt{(25{,}3\cdot 10^{-3})^2+(5\cdot 10^{-3})^2}}=12{,}6\cdot 10^3\ А.$$

Отношение сопротивлений обмоток трансформатора

$$\omega\tau=\frac{X_a}{R_a}=\frac{25{,}3\cdot 10^{-3}}{5\cdot 10^{-3}}=5{,}05.$$

Задаваясь моментами времени, соответствующими $\omega t=30$, 60, 90° ..., находим относительные значения аварийного тока по кривой $\omega\tau=5$ рис. 5-24. Так, для $\omega t=30°$ и $\omega\tau=5$, для случая блокирования управляющих импульсов $i_*=0{,}11$

$$i=I_m i_*=12{,}6\cdot 10^3\cdot 0{,}11=1{,}38\cdot 10^3\ А.$$

Аналогичным расчетом получаем остальные точки кривой аварийного тока, представленной на рис. 5-32 (кривая *1*).

При внешнем коротком замыкании на шинах выпрямленного тока значения I_m и $\omega\tau$ остаются теми же, что и при внутреннем коротком замыкании. Задаваясь рядом моментов времени в диапазоне развития аварии, на рис. 5-7,*а* или *б* определяем соответствующие значения относительного аварийного тока и путем пересчета определяем абсолютное значение. Для $\omega\tau=30°$ имеем $i_*=0{,}42$,

$$i=I_m i_*=12{,}6\cdot 10^3\cdot 0{,}42=5{,}3\cdot 10^3\ А.$$

По результатам расчета тока i для различных моментов времени построена кривая 2 на рис. 5-32.

Кривую аварийного тока при коротком замыкании на нагрузке рассчитаем при условии полного сглаживания выпрямленного тока. Установившийся ток короткого замыкания

$$I_{d\text{к}} = I_{d\text{н}} \frac{116}{u_{\text{к}, \%}} = 1100 \frac{116}{8,85} = 13\,100 \text{ А}.$$

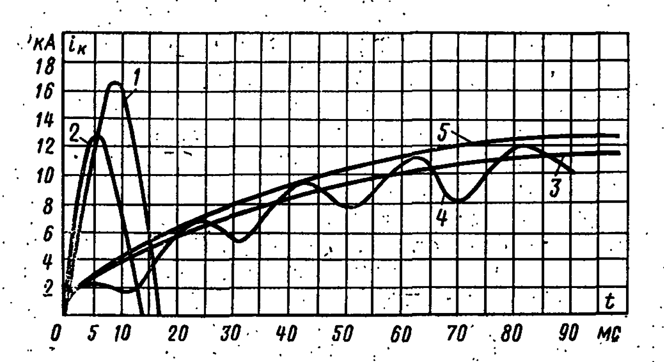


Рис. 5-32. Кривые аварийных токов тиристорного преобразователя.

1 — при внутреннем коротком замыкании в момент окончания коммутации; 2 — при коротком замыкании на шинах выпрямленного тока; 3 — при коротком замыкании на нагрузке; 4 — опрокидывание инвертора; 5 — прорыв инвертора.

Индуктивность аварийного контура

$$L = L_{\text{ср}} + 2L_a = 0,5 + 2\cdot 0,08 = 0,68 \text{ мГ}.$$

Активное сопротивление аварийного контура

$$R = R_{\text{с.р}} + 2R_a = 6\cdot 10^{-3} + 2\cdot 5\cdot 10^{-3} = 16\cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Постоянная времени контура

$$\tau = L/R = 0,68\cdot 10^{-3}/16\cdot 10^{-3} = 0,425 \text{ с}.$$

Задаваясь моментами времени t в диапазоне $0 \leqslant t \leqslant 3\tau$, определяем отношение t/τ и вычисляем значения функций $e^{-t/\tau}$ и $1 - e^{-t/\tau}$.

Так, для $t = 0,1$ с имеем $t/\tau = 0,235$, $e^{-t/\tau} = 0,79$, $1 - e^{-t/\tau} = 0,21$.

Аварийный ток для $t = 0,1$ с

$$i = I_{d\text{к}}(1 - e^{-t/\tau}) + I_d e^{-t/\tau} = 13,1\cdot 0,21 + 1\cdot 0,79 = 3,54 \text{ кА}.$$

Таким же порядком рассчитываются остальные точки кривой аварийного тока 3 на рис. 5-32.

При опрокидывании инвертора эквивалентная индуктивность аварийного контура

$$L = 2L_a + L_{\text{ср}} + L_{\text{я}} = 2\cdot 0,08 + 0,5 + 0,73 = 1,39 \text{ мГ};$$

$$X = \omega L = 314\cdot 1,39\cdot 10^{-3} = 436\cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление аварийного контура

$$R_1 = 2R_a + R_{с.р} + R_я = 5\cdot10^{-3} + 28\cdot10^{-3} = 39\cdot10^{-3} \text{ Ом}.$$

Постоянная времени аварийного контура

$$\tau = L/R = 1{,}39\cdot10^{-3}/39\cdot10^{-3} = 0{,}0357 \text{ с}.$$

Установившееся значение тока короткого замыкания генератора

$$I_0 = E_н/R = 460/39\cdot10^{-3} = 11{,}8\cdot10^3 \text{ А}.$$

Установившееся значение тока короткого замыкания трансформатора

$$I_m = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}U_{2ф}}{\sqrt{X^2+R^2}} = \frac{1{,}41\cdot400}{\sqrt{(436\cdot10^{-3})^2+(39\cdot10^{-3})^2}} = 1{,}29\cdot10^3 \text{ А}.$$

Рассчитываются точки апериодической составляющей в диапазоне $0 \leqslant t \leqslant 3\tau$.

Для $t = 0{,}01$ с, имеем $t/\tau = 0{,}28$, $e^{-t/\tau} = 0{,}75$, $1 - e^{-t/\tau} = 0{,}25$,

$$i' = I_0\,(1 - e^{-t/\tau}) + I_d e^{-t/\tau} = 11{,}8\cdot10^3\cdot0{,}25 + 0{,}25 + 1\cdot10^3\cdot0{,}75 = 3{,}7\cdot10^3 \text{ кА}.$$

Задавшись углом управления инвертора $\beta = 30°$ и определив угол $\varphi = \operatorname{arctg}\omega\tau$:

$$\varphi = \operatorname{arctg} 314\cdot0{,}0357 = 85°,$$

можно переписать формулу для периодической составляющей

$$i'' = I_т\,[\cos(30° + 85° - 90° - \omega t) - \cos(30° + 85° - 90°)\,e^{-t/\tau}] = 1{,}29\cdot10^3\,[(\cos 25° - \omega t) - 0{,}9e^{-t/\tau}]$$

для $t = 0{,}01$ с, т. е. $\omega t = \pi$, имеем $t/\tau = 0{,}28$, $e^{-t/\tau} = 0{,}75$,

$$i'' = 1{,}29\cdot10^3\,(-0{,}9 - 0{,}9\cdot0{,}75) = -2{,}06 \text{ А}.$$

Ток опрокидывания инвертора для $t = 0{,}01$ с

$$i = i' + i'' = 3{,}7 - 2{,}06 = 1{,}64 \text{ кА}.$$

Так же определены и остальные точки кривой тока при опрокидывании инвертора (кривая *4* на рис. 5-32).

При прорыве инвертора индуктивность аварийного контура

$$L = L_я + L_{с.р} = 0{,}73 + 0{,}5 = 1{,}23 \text{ мГ}.$$

Активное сопротивление контура

$$R = R_я + R_{с.р} = 28\cdot10^{-3} + 6\cdot10^{-3} = 34\cdot10^{-3} \text{ Ом}.$$

Максимальный ток короткого замыкания генератора в данном контуре

$$I_0 = E_н/R = 460/34\cdot10^{-3} = 13{,}5\cdot10^3 \text{ А}.$$

Постоянная времени

$$\tau = L/R = 1{,}23\cdot10^{-3}/34\cdot10^{-3} = 0{,}0362 \text{ с}.$$

Рассчитываются точки кривой аварийного тока. Для $t = 0{,}01$ с имеем $t/\tau = 0{,}276$ $e^{-t/\tau} = 0{,}75$, $1 - e^{-t/\tau} = 0{,}24$.

Аварийный ток для этой точки

$$i = I_0\,(1 - e^{-t/\tau}) + I_d e^{-t/\tau} = 13{,}5\cdot10^3\cdot0{,}24 + 1\cdot10^3\cdot0{,}75 = 4\cdot10^3 \text{ А}.$$

Так же рассчитываются остальные точки кривой аварийного тока *5* на рис. 5-32.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ЗАЩИТА ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ И ПЕРЕГРУЗОК

6-1. ТРЕБОВАНИЯ К УСТРОЙСТВАМ ЗАЩИТЫ

При возникновении эксплуатационных (технологических) перегрузок и аварийных режимов, являющихся следствием нарушений работы схемы, по электрическим цепям аварийного контура протекают токи, превосходящие номинальные значения, на которые рассчитано электрооборудование.

В результате воздействия аварийных токов и перегрева токопроводов нарушается электрическая изоляция, обгорают и плавятся контактные поверхности соединительных шин и электрических аппаратов. Электродинамические удары вызывают повреждение шин, изоляторов и обмоток реакторов.

Для ограничения амплитуды аварийных токов и длительности их протекания применяются специальные устройства и системы защиты электрооборудования. Устройства защиты должны отключить аварийную цепь раньше, чем могут выйти из строя отдельные ее элементы.

При больших перегрузках или коротких замыканиях устройства защиты должны сразу отключать всю электроустановку или часть ее с максимальным быстродействием для обеспечения дальнейшей работоспособности или, если авария является следствием выхода из строя одного из элементов цепи, предотвратить выход из строя другого электрооборудования.

В случае небольших перегрузок, не опасных для оборудования в течение определенного времени, система защиты может воздействовать на предупредительную сигнализацию для сведения обслуживающего персонала или на систему автоматического регулирования для снижения тока.

Поскольку основным фактором, приводящим к выходу из строя электрооборудования, является тепловое воздействие аварийного тока, то по принципу построения защитные устройства делятся на токовые и тепловые.

Токовые защитные устройства контролируют значе-

ния или отношения значений протекающих через оборудование токов.

Тепловые защитные устройства измеряют непосредственно температуру электрооборудования.

Полупроводниковые приборы обладают низкой перегрузочной способностью по сравнению с другим силовым электрооборудованием, и к устройствам защиты полупроводниковых выпрямителей и других преобразователей предъявляются повышенные требования. Защитные устройства в установках с полупроводниковыми выпрямителями выбираются исходя из допустимых перегрузочных характеристик силовых диодов или тиристоров с учетом того, что при этом будет защищаться и другое оборудование, находящееся в цепи аварии, поскольку оно обладает большей перегрузочной способностью.

Применение тех или иных защитных устройств определяется параметрами силовой цепи преобразователя и перегрузочной способностью полупроводниковых приборов.

Очевидно, что чем большей перегрузочной способностью будут обладать вентили, тем легче будет согласовывать их характеристики с характеристиками защитной аппаратуры при ограничении и ликвидации аварийного тока.

Независимо от параметров установки и типа применяемых защитных аппаратов и систем общие требования к защите определяются ее быстродействием, селективностью, обеспечением электродинамической и термической стойкости, уровнем возникающих перенапряжений, надежностью, коммутационной способностью, помехоустойчивостью и чувствительностью.

Быстродействие. Устройства и системы защиты должны обеспечить ограничение теплового воздействия аварийного тока до допустимого для полупроводниковых приборов значения. Соблюдение этого требования называют защищенностью.

Как уже отмечалось ранее, перегрузочная способность тиристора или диода (при импульсах тока длительностью до 10 мс) определяется интегралом произведения квадрата тока на время его действия $(i^2t)_{доп}$.

Для обеспечения защищенности полупроводниковых приборов устройства защиты должны обеспечить ограничение амплитуды и длительности аварийного тока та-

кими значениями, чтобы обеспечивалось основное соотношение защищенности

$$\int_0^t i^2 dt \leqslant (i^2 t)_{\text{доп}}, \qquad (6\text{-}1)$$

где t — время действия аварийного тока до полного его исчезновения; $(i^2 t)_{\text{доп}}$ — допустимая перегрузочная способность полупроводникового прибора.

Левая часть выражения (6-1) представляет собой величину, пропорциональную количеству тепла, выделяемого при прохождении электрического тока за определенный промежуток времени, а правая — допустимое для вентиля значение. Поэтому значения, допустимые для полупроводникового прибора и обеспечиваемые защитными средствами, называют также тепловыми эквивалентами.

Рис. 6-1. Ограничение аварийного тока плавким предохранителем.

Селективность. Аварийное отключение должно производиться только в той цепи, где возникла причина аварии, а другие участки силовой цепи при этом должны оставаться в работе, если они могут при этом нормально функционировать. Такое качество защиты принято называть селективностью.

Условие электродинамической стойкости. Максимальный ток, ограниченный защитными устройствами, не должен превосходить допустимого для данной электроустановки значения по электродинамической стойкости, т. е. электродинамические силы, возникающие между шинами и другими токоведущими элементами разной полярности при коротком замыкании, не должны вызвать механических повреждений. Если защитный аппарат ограничивает ток в определенной цепи значением $i_{\text{огр}}$ (рис. 6-1), то между шинами длиной l, м, при расстоянии между ними d, м, возникнет электродинамическое усилие, Н

$$F = i^2_{\text{огр}} \frac{l}{d} \cdot 10^{-7}. \qquad (6\text{-}2)$$

Условие термической стойкости. Аварийный ток, ограниченный защитой, не должен вызывать в защи-

щаемой цепи разогрева, прожогов, искрений и других явлений, связанных с термическим действием тока, в частности, не должен происходить прожог корпуса вышедшего из строя тиристора:

$$i_{огр} \leqslant i_{тер}, \qquad (6\text{-}3)$$

где $i_{тер}$ — ток термической стойкости электроустановки.

Уровень перенапряжений. Отключение аварийного тока не должно вызывать перенапряжений, опасных для полупроводниковых приборов. Допустимый уровень перенапряжений определяется вольт-амперной характеристикой применяемых полупроводниковых приборов и их паспортными характеристиками. Это должно учитываться как при выборе класса прибора, так и при разработке устройств защиты. Для оптимального выбора элементов силовой цепи выпрямителей уровень возникающих перенапряжений не должен превосходить в 1,4—1,6 раза амплитуду номинального питающего напряжения. Во всех случаях уровень возникающих перенапряжений не должен превосходить значение неповторяющегося напряжения полупроводникового прибора.

Надежность. Устройства защиты должны обладать высокой надежностью и не выходить из строя (за исключением предохранителей) при отключении аварийных токов. Возможность отключения определенных аварийных токов называют коммутационной способностью.

Коммутационная способность обычно приводится с указанием постоянной времени τ для контура короткого замыкания постоянного тока или $\cos\varphi$ для цепи переменного тока.

Помехоустойчивость. При появлении помех в сети собственных нужд и в цепях управления устройства защиты не должны ложно срабатывать. Для повышения помехоустойчивости принимаются специальные меры, такие, как шунтирование катушек контакторов обратными диодами, включение конденсаторов параллельно контактам реле, прокладка проводов управления раздельно от силовых цепей и т. д.

Чувствительность. Защита должна срабатывать при всех повреждениях и токах, опасных для полупроводниковых приборов, независимо от места и характера аварии. Уставка токовой защиты не должна зависеть от температуры окружающей среды, колебаний питающего напряжения и других внешних факторов.

Специфические особенности полупроводниковых приборов определяют высокие требования к устройствам защиты. В связи с этим в настоящее время наряду с применением специальных быстродействующих автоматов и предохранителей широкое распространение получили бесконтактные методы защиты тиристорных преобразователей. Контактная аппаратура и бесконтактные методы защиты взаимно дополняют друг друга и применяются в различных комбинациях.

6-2. ЗАЩИТА ПЛАВКИМИ ПРЕДОХРАНИТЕЛЯМИ

Для защиты полупроводниковых приборов от внутренних коротких замыканий применяются специальные быстродействующие плавкие предохранители.

Плавкий предохранитель представляет собой защитный аппарат однократного действия. В номинальном режиме плавкая вставка предохранителя является проводником и при прохождении аварийного тока, количество выделяемой в ней теплоты Q соответствует закону Джоуля — Ленца:

$$Q=I^2tR. \tag{6-4}$$

Если считать, что сопротивление плавких вставок R неизменно, то очевидно, что количество теплоты, выделяемой во вставке, пропорционально параметру I^2t.

Действие быстродействующего предохранителя поясняется рис. 6-1. Пунктиром показана кривая аварийного тока без предохранителя, а сплошной линией — ток при срабатывании предохранителя и характеризуется двумя зонами: плавления и гашения дуги.

Зона плавления представляет собой отрезок времени от начала нарастания аварийного тока до образования электрической дуги (интервал времени 0—$t_д$ на рис. 6-1). Образование электрической дуги определяется началом ограничения аварийного тока. Поскольку разогрев и плавление вставки происходят под действием аварийного тока за время $i_д$, то начало плавления плавкой вставки и образование электрической дуги характеризуется для каждого типа предохранителей определенным значением джоулева интеграла зоны плавления $W_{пл}$ (рис. 6-1):

$$W_{пл}=\int_0^{t_д} i^2\,dt. \tag{6-5}$$

Значение $W_{пл}$ характеризует свойство собственно плавкого предохранителя и не зависит от параметров аварийной цепи.

По мере горения электрической дуги и увеличения напряжения на ней аварийный ток ограничивается, а затем и снижается до нуля (рис. 6-1). Тепловое воздействие за время дуги определяется джоулевым интегралом в интервале $t_д—t_{откл}$:

$$W_д = \int_{t_д}^{t_{откл}} i^2 dt. \quad (6\text{-}6)$$

Время дуги зависит от параметров аварийного контура, таких, как напряжение, ток и постоянная времени τ или $\cos\varphi$ контура.

Обычно в информационных материалах приводятся зависимости времени дуги от действующего значения возможного тока короткого замыкания аварийного контура, который в свою очередь зависит от мощности питающей сети.

Полный джоулевый интеграл отключения $W_{откл}$ характеризует общее тепловое воздействие за время прохождения аварийного тока $0—t_{откл}$ по цепи с предохранителем и защищаемым вентилем и также зависит от мощности питающей сети:

$$W_{откл} = W_{пл} + W_д. \quad (6\text{-}7)$$

Быстродействующие предохранители имеют определенную зону разброса значений джоулевых интегралов плавления и полного отключения. В связи с этим в расчетах используют возможные верхние или нижние значения из приведенных в каталогах зон допустимого разброса интегральных значений.

Другим важным параметром, характеризующим работу предохранителя, является его токоограничивающая характеристика. Эта характеристика определяет зависимость тока, ограниченного предохранителем от действующего значения тока короткого замыкания сети, где произошла авария.

Ограничение тока (рис. 6-1) наступает в результате горения электрической дуги и определяется ее вольтамперной характеристикой.

Наиболее широкое применение плавкие предохранители получили в преобразовательных устройствах для защиты от внутренних коротких замыканий.

Плавкие предохранители могут устанавливаться последовательно в цепи каждого тиристора (положение 1, рис. 6-2), в цепи питающей фазы переменного тока (положение 2), последовательно в группе тиристоров (3), на стороне выпрямленного тока (4) и на первичной стороне трансформатора (5).

При пробое одного из тиристоров по аварийной цепи протекает полный ток короткого замыкания $i_к$, в то вре-

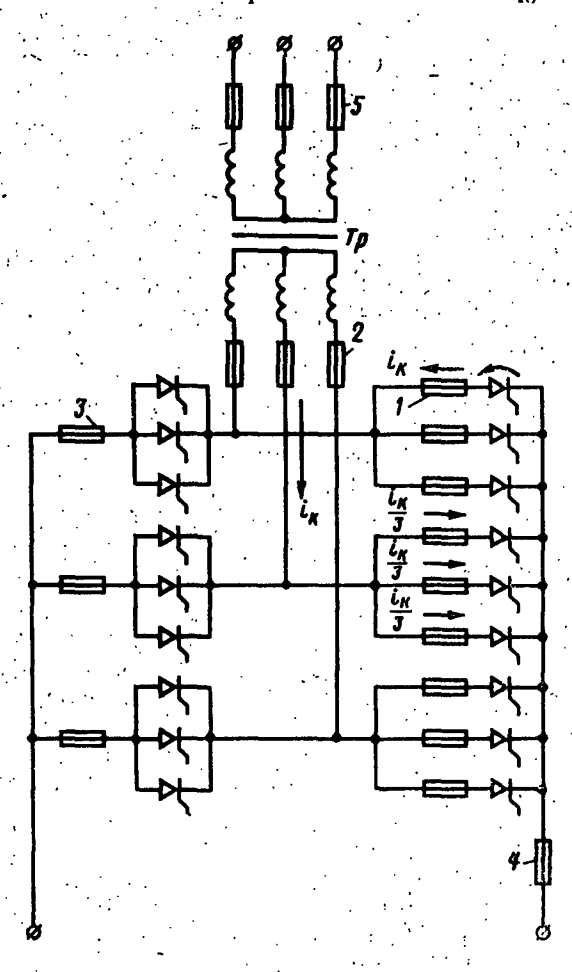


Рис. 6-2. Защита выпрямителя плавкими предохранителями.

мя как по цепям подпитки этот ток делится по параллельным ветвям тиристоров.

При установке предохранителей последовательно с тиристорами число предохранителей равно числу тиристоров установки и при сгорании предохранителя отключается только поврежденный тиристор.

В случае отключения предохранителя, установленного в положения *2* и *5* рис. 6-2, схема переходит из трехфазного режима работы в однофазный, а при сгорании предохранителя, установленного в положение *3*, в несимметричный режим работы. Установкой предохранителя в цепи выпрямленного тока (*4*) можно защищать преобразователь и от внешних аварий.

Во всех случаях должно соблюдаться защитное соотношение, т. е. плавкая вставка должна ограничивать ток через тиристоры допустимым значением.

Плавкие предохранители характеризуются действующим значением тока и напряжением. При условии полностью сглаженного тока и угла коммутации $\gamma=0$ предохранители для установки в цепи переменного тока по рис. 6-2 выбираются на номинальный ток $I_{пр}=\sqrt{2/3}\,I_d$, тогда как предохранитель, установленный последовательно с вентилем, выбирается на ток $I_{пр}=I_d/\sqrt{3}$, т. е. в $\sqrt{2}$ раза меньший. Следовательно, при установке предохранителей в цепи переменного тока они должны быть выбраны на больший ток, чем при установке в цепи вентилей, и иметь больший джоулевый интеграл полного отключения.

Очевидно, что чем большей перегрузочной способностью будут обладать тиристоры, тем легче согласовать их характеристики с характеристиками защитной аппаратуры при ограничении и ликвидации аварийного тока.

Для защиты плавкими предохранителями тиристоров при внутреннем коротком замыкании в трехфазной мостовой схеме с n тиристорами в плече, соединенными параллельно при равномерном делении токов, должно соблюдаться защитное соотношение

$$W_{откл}\leqslant n^2(i^2t)_{доп}, \tag{6-8}$$

где $W_{откл}$ — верхнее значение полного джоулева интеграла отключения; $(i^2t)_{доп}$ — допустимый перегрузочный параметр тиристора.

Кроме условий защиты для схем с параллельным со-

единением вентилей, должно соблюдаться также условие селективности:

$$W_{откл} < n^2 W_{пл}, \qquad (6\text{-}9)$$

где $W_{пл}$ — нижнее значение джоулева интеграла плавления, т.е. при полном отключении цепи с пробитым вентилем предохранители в цепях, осуществляющих подпитку, не должны выходить из строя.

Условие селективности по выражению (6-9) справедливо лишь для схем с параллельным соединением диодов или тиристоров. Очевидно, что в установках с одним тиристором в плече внутреннее короткое замыкание повлечет за собой выход из строя не только предохранителя пробитого вентиля, но и предохранителей цепи подпитки.

При включении предохранителя на первичной стороне трансформатора (положение *5*) защитное соотношение должно учитывать также коэффициент трансформации $k_т$:

$$W_{откл} \leqslant n^2 W_{пл} / k^2_т. \qquad (6\text{-}10)$$

Из соотношений (6-8) и (6-9) очевидно, что для выполнения условий защиты и селективности желательно иметь узкую зону разброса значений джоулевых интегралов плавления и отключения плавких предохранителей.

Из выражения (6-8) следует, что число параллельных ветвей, при котором соблюдается условие защиты, определяется соотношением

$$n > \sqrt{k_з}, \qquad (6\text{-}11)$$

где $k_з = W_{откл} / (i^2 t)_{доп}$ — коэффициент защищенности.

Очевидно, чем меньше коэффициент $k_з$, тем лучше обеспечивается защита тиристоров. Снизить значение $k_з$ можно как за счет повышения перегрузочной способности тиристоров, так и за счет снижения верхнего значения полного джоулева интеграла отключения плавких предохранителей.

В случае защиты от внешних аварий линейными предохранителями (положение *4*), устанавливаемыми в цепи нагрузки, последний также должен отключить цепь раньше, чем начнут выходить из строя работающие в этот момент тиристоры и плавиться предохранители.

Промышленностью выпускаются предохранители серии ПНБ5 (предохранитель с наполнителем, быстродей-

ствующий, пятая модификация), модернизированная серия ПНБ5М с номинальными токами плавких вставок от 40 до 630 А и предохранители серии ПП57. Разработана серия быстродействующих предохранителей ПП41, имеющая более широкую номенклатуру по току и напряжению и лучшие защитные характеристики, чем предохранители ПНБ5.

Таблица 6-1

Тип предохранителя	ПНБ5	ПНБ5М	ПП41	ПП57
Номинальное напряжение, В:				
переменное	220; 380; 660; 1250	380	450; 760; 1250	220; 380; 660; 1250
постоянное	200; 440; 660	220	525; 825; 1080	160; 200; 440; 660; 1080
Номинальный ток плавкой вставки, А	40; 68; 100; 160; 250; 315; 400; 500; 630	40; 63; 100; 160; 250; 315; 400; 500; 630	100; 160; 250; 315; 400; 500; 630; 800; 1000	25; 40; 63; 100; 160; 250; 315; 400; 500; 630; 800
Коммутационная способность, кА	100—150	170	300	100

Основные типоисполнения предохранителей приведены в табл. 6-1.

Основу предохранителя составляет плавкая вставка, изготовленная из серебряной фольги и помещенная в фарфоровый патрон с заполнением кварцевым песком (рис. 6-3). Плавкая вставка имеет узкие калиброванные перешейки. Перешейки снабжены радиаторами из хоро-

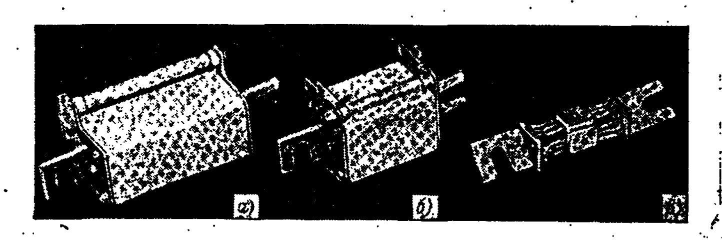


Рис. 6-3. Плавкие предохранители ПНБ5-660 (*а*), ПНБ5-380 (*б*) и плавкая вставка предохранителя ПНБ5-380 на ток 250 А (*в*).

шо-проводящего тепло керамического материала, посредством которых тепло отводится к корпусу предохранителя. Эти радиаторы служат также дугогасительными камерами с узкой щелью, что значительно улучшает гашение дуги, возникающей в области перешейка [Л. 88].

Параллельно плавкой вставке установлен сигнальный патрон, блинкер которого сигнализирует о расплавлении плавкой вставки и, воздействуя на микропереключатель, замыкает сигнальные контакты.

Предохранители выбираются в зависимости от напряжения установки, где они должны эксплуатироваться. Номинальный ток плавкой вставки выбирается по максимальному току нагрузки с учетом перегрузок, которые допускает предохранитель без плавления. Так, плавкие вставки предохранителей ПНБ5 и ПНБ5М не расплавляются при токе 1,5 номинального в течение 2 ч. Отключаемый предохранителями ток не должен превышать ток коммутационной способности.

6-3. ЗАЩИТА АВТОМАТИЧЕСКИМИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ

Параметры автоматических выключателей. Автоматические выключатели являются защитными аппаратами многократного действия и призваны отключать электрическую цепь в случае нарастания в ней тока до значения уставки.

Автоматические выключатели состоят из главных контактов с механизмом свободного расцепления, привода и датчиков аварийного тока.

В зависимости от изоляционной среды между главными контактами выключатели бывают воздушные, масляные или вакуумные. Все выключатели характеризуются одними и теми же параметрами: временем отключения, током ограничения, джоулевым интегралом отключения и коммутационной способностью [Л. 90].

Для пояснения основных параметров выключателей воспользуемся диаграммой отключения тока короткого замыкания быстродействующим автоматическим выключателем (рис. 6-4).

При нарастании тока короткого замыкания в течение времени t_0 до тока уставки $I_у$ аппарат находится во включенном состоянии. По достижении током значения уставки приводится в действие механизм отключения, но

поскольку выключатель имеет некоторую инерционность, то главные контакты выключателя начнут размыкаться спустя время t_1, и при этом между контактами возникает напряжение электрической дуги $U_д$. Время t_1, отсчитываемое от момента достижения током значения уставки до начала расхождения контактов, называется собственным временем отключения. Это время не зависит от внешних факторов и характеризует быстродействие выключателя.

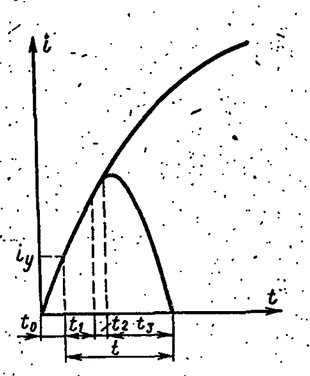


Рис. 6-4. Диаграмма тока при отключении автоматическим выключателем.

По мере того как электрическая дуга растягивается в дугогасительной камере, наступает ограничение аварийного тока через интервал времени t_2 после момента возникновения дуги между контактами (время ограничения тока), а затем ток спадает до нуля за время t_3. Время гашения электрической дуги t_3 зависит от мощности, напряжения и постоянной времени контура короткого замыкания. Полное время отключения складывается из составляющих:

$$t = t_1 + t_2 + t_3.$$

Если время нарастания аварийного тока до установившегося значения близко к собственному времени выключателя, то токоограничения не будет и через защищаемую цепь пройдет полный ток короткого замыкания. Следовательно, для эффективного ограничения тока в мощных сетях, где возможны аварийные процессы с большой скоростью нарастания аварийного тока, требуются выключатели с повышенным быстродействием.

За время прохождения аварийного тока в защищаемой цепи выделяется тепло, пропорциональное произведению квадрата аварийного тока на время его протекания. Так, для кривой тока, показанной на рис. 6-4,

$$W_а = \int_0^{t+t_0} i^2 dt.$$

В соответствии с общими требованиями к устройствам защиты тиристоры под действием $W_а$ не должны вы-

ходить из строя. Полный интеграл отключения W_a определяется для каждого типа выключателей опытным путем в цепи с определенными заданными параметрами.

Защита автоматическими выключателями от внешних аварий. Место включения защитного аппарата в схеме преобразователя определяется теми наиболее вероятными аварийными режимами, от которых предусматри-

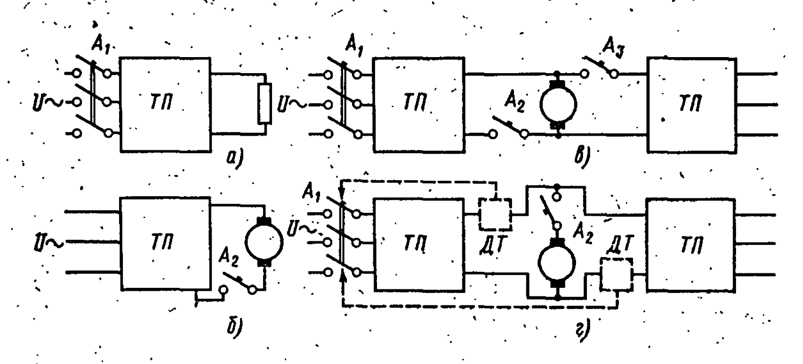


Рис. 6-5. Схемы включения автоматических выключателей.

вается защита. При этом учитывается специфика работы преобразователя, требования защиты тиристоров и селективности отключения поврежденной цепи.

В нереверсивных выпрямителях автоматические выключатели могут устанавливаться в цепях переменного или выпрямленного тока.

Выключатель на стороне переменного тока (рис. 6-5,*а*) защищает тиристорный преобразователь *ТП* как от внутренних, так и от внешних аварий в выпрямительном режиме работы. В инверторном режиме при прорыве инвертора аварийный ток замыкается через тиристоры, минуя цепь переменного тока, и в этом случае не разрывается автоматом.

В связи с этим такая схема может быть применена для тиристорных преобразователей, где режим инвертирования не применяется и для возбудителей, поскольку обмотку возбуждения двигателей нежелательно отключать от источника питания.

При возможности работы тиристорного преобразователя в инверторном режиме более предпочтительным является включение автоматического выключателя в цепь выпрямленного тока (рис. 6-5,*б*).

В двухкомплектных реверсивных преобразователях автоматические выключатели могут быть установлены по одному из двух вариантов, представленных на рис. 6-5,*в* и *г*.

Схема рис. 6-5,*в* предусматривает установку выключателей A_2 и A_3 в цепи возможного возникновения уравнительных токов. В этом случае обеспечивается защита от внешних аварий, а на внутренние аварии (пробой плеча) защита не реагирует. Вводной выключатель A_1, если он устанавливается, должен иметь выдержку времени и срабатывать только при длительных перегрузках. Защита каждой параллельной ветви тиристоров от внутренних коротких замыканий производится плавкими предохранителями.

Если не предъявляется требований селективного отключения пробитого тиристора, то может применяться схема установки выключателей по рис. 6-5,*г*.

Опрокидывание и прорыв инвертора отключаются выключателем A_2, а прорыв по уравнительному контуру — вводным выключателем A_1, который в данном случае не должен иметь выдержки времени. Выключатель A_1 в этом случае будет срабатывать и при внутренних авариях. Однако этого можно при необходимости избежать, если использовать выключатель с независимым расцепителем и отключать его сигналом от датчика в цепи выпрямленного тока, как это показано на рис. 6-5,*г* пунктиром.

Максимальный расцепитель этого аппарата должен иметь бо́льшую уставку, чем ток, ограниченный плавким предохранителем при внутреннем коротком замыкании.

Для защиты тиристоров автоматическим выключателем при аварии в цепи выпрямленного тока должно соблюдаться защитное соотношение:

$$W_а < n^2 (i^2 t)_{доп}, \qquad (6\text{-}12)$$

где $W_а$ — интеграл полного отключения автоматического выключателя.

По условиям селективности с плавкими предохранителями плеч моста должно выполняться условие

$$W_а < n^2 W_{пл}. \qquad (6\text{-}13)$$

Чем меньше тиристоров включено параллельно, тем более жесткие требования предъявляются к устройствам защиты.

Вышеприведенные соотношения, характеризующие защитные свойства, должны учитываться как при проектировании тиристорных преобразователей, так и при создании аппаратов и систем защиты.

Автоматические выключатели серии А3700. Выключатели этой серии нашли широкое применение для защиты тиристорных преобразователей средней мощности. Они выпускаются в трехполюсном исполнении с номинальными токами до 1000 А на полюс и позволяют использовать их в цепи с постоянным напряжением до 660 В при включении всех трех полюсов последовательно.

Основные типоисполнения выключателей приведены в табл. 6-2.

Таблица 6-2

Параметр	А3710	А3720	А3730	А3740	А3750
Номинальный ток, А	160	250	400	630	1000
Номинальное напряжение, В:					
постоянное			440, 660		
переменное			330, 660		
Собственное время отключения, мс:					
при действии максимального электромагнитного расцепителя			15—40		
при действии дистанционного расцепителя с полупроводниковым устройством			10		
Отключающая способность, кА			100		

Выключатели имеют закрытую конструкцию в пластмассовом кожухе, что позволяет их установку непосредственно в шкафу тиристорного преобразователя (рис. 6-6).

Механизм свободного расцепления обеспечивает его отключение независимо от действия оперативного персонала при включении на закороченную цепь. Имеются исполнения с тепловым, максимальным, нулевым и независимым расцепителем.

Кроме выключателей мгновенного действия, имеются исполнения селективных выключателей с регулируемой выдержкой времени на отключение.

Контактная система состоит из подвижного контакта и компенсационного (токоограничивающего) устройства,

Это устройство устанавливается на каждом полюсе выключателя и обеспечивает быстрое размыкание контактов при прохождении через них токов короткого замыкания независимо от действия других расцепителей.

При возникновении в защищаемой цепи аварийного тока контакты аппарата под действием электродинамических сил размыкаются раньше, чем аварийный ток достигнет своего максимального значения.

К выключателю может поставляться дистанционный привод в виде отдельного узла. Привод производит включение и отключение выключателя в автоматический взвод его после срабатывания.

Выключатель защелочного типа и не требует для своей работы оперативного напряжения. После взвода механизма и включения аппарат удерживается во включенном состоянии за счет механической защелки. Все виды расцепителей отключают аппарат воздействием на эту защелку.

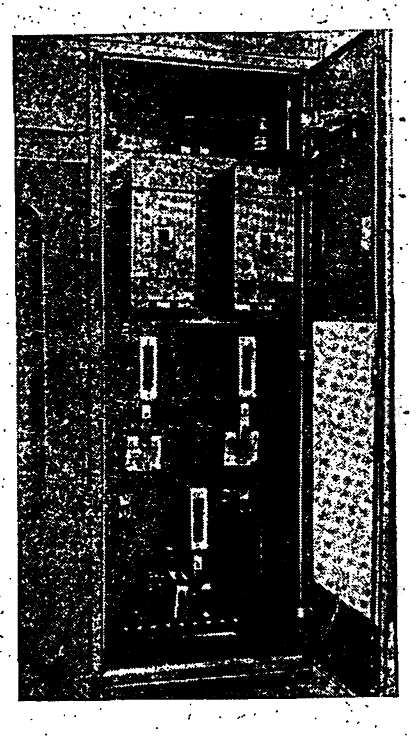


Рис. 6-6. Установка выключателя А3700 в шкафу тиристорного устройства.

Для защиты тиристорных преобразователей в основном используют исполнения с дистанционным расцепителем. При подаче на катушку этого расцепителя форсированного импульса тока собственное время отключения выключателя снижается до 8—10 мс. Схема управления дистанционным расцепителем показана на рис. 6-7. Накопительная емкость C заряжается от трансформатора $Тр$ через однополупериодный выпрямитель на диоде $Д$ и ограничивающий резистор r почти до амплитудного значения напряжения U_2 и постоянно находится в заряженном состоянии. По достижении аварийным током

значения уставки электронный блок защиты *БЗ* формирует на выходе импульс и подает его на управляющий электрод тиристора *Т*.

Включением тиристора *Т* подключается накопительная емкость *С* к катушке дистанционного расцепителя автомата *ДР*, и в результате прохождения импульса тока шток-якорь *Я* катушки резко ударяет по защелке механизма отключения *З*, что обеспечивает форсирование отключения автомата.

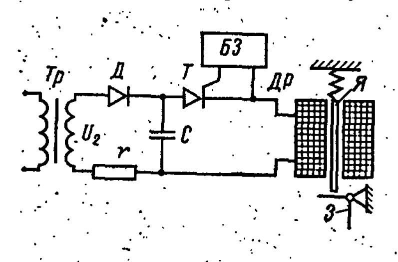


Рис. 6-7. Схема управления дистанционным расцепителем выключателя А3700.

Исполнения автоматов А3700И имеют встроенные системы управления дистанционным расцепителем, построенные по принципам рис. 6-7, включающие в себя и датчики тока. Применение таких выключателей для защиты тиристорных преобразователей с номинальными токами до 1000 А в большинстве случаев обеспечивает селективную защиту.

Быстродействующие выключатели типа ВАТ. Быстродействующие выключатели ВАТ (выключатели автоматические, токоограничивающие) выпускаются на токи 1250—12 500 А и постоянное напряжение 460, 660, 1050 В.

Механизм быстродействующего привода выключателя ВАТ-42 имеет электромагнит с удерживающей катушкой, параллельно которой включены конденсаторы, якорем и отключающей пружиной. Во включенном положении якорь притянут к электромагниту, усилие которого превосходит усилие отключающей пружины. Главные контакты в этом положении якоря замкнуты. При разрыве цепи удерживающей катушки возникает колебательный процесс в контуре *LC*, созданном индуктивностью катушки и емкостью конденсаторов. За счет отрицательной полуволны тока уничтожается остаточная намагниченность электромагнита, что обеспечивает быстродействие выключателя.

Датчиком аварийного тока этих выключателей является дифференциальное реле типа РДШ-3000, которое при достижении током значения уставки разрывает своими вспомогательными контактами цепь удерживающей катушки выключателя.

Принцип действия реле поясняется рис. 6-8. Токоведущая шина *1* реле разделена на две параллельные ветви, на одну из которых насажены пластины *5* из электротехнической стали. К шине прикреплен магнитопровод реле *2*.

Реле РДШ-3000 чувствительно к крутизне нарастания тока: при быстром его нарастании в момент корот-

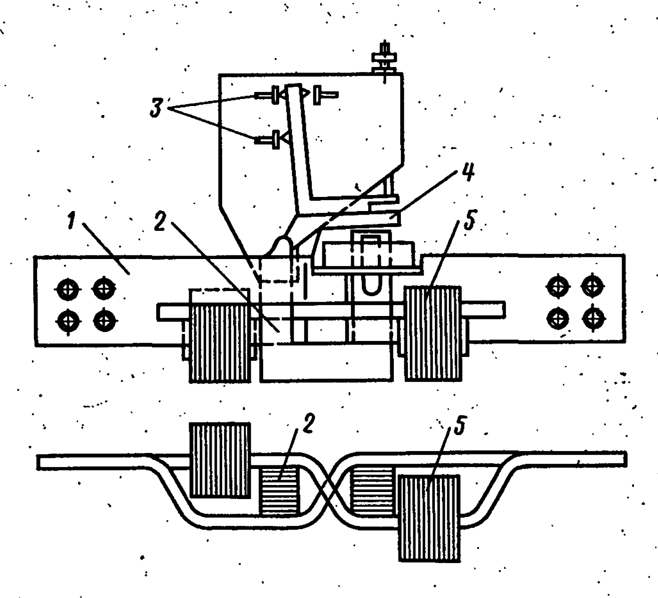


Рис. 6-8. Реле РДШ.

кого замыкания уставка реле снижается. Это вызвано тем, что проходящие сквозь магнитопровод *2* токи двух ветвей шины *1* направлены навстречу друг другу. При медленном нарастании тока разность токов определяется соотношением активных сопротивлений двух ветвей шины *1*. Небольшая разность токов создает магнитный поток, и при достижении током значения уставки якорь *4* притягивается к магнитопроводу *2*, размыкая контакт *3* в цепи удерживающей катушки выключателя.

При коротком замыкании ток в защищаемой цепи возрастает очень быстро и соотношение между токами двух ветвей определяется в основном их индуктивным сопротивлением. А так как на ветвь меньшего сечения

насажены стальные пластины 5, то ее индуктивное сопротивление будет велико. Разность токов резко возрастет, и реле срабатывает раньше, чем ток защищаемой цепи достигнет значения статической уставки.

На выключателях ВАТ-42 установлен дополнительный индукционно-динамический привод (ИДП), обеспечивающий уменьшение собственного времени выключения до 1—2 мс. Принцип действия привода ИДП поясняется рис. 6-9.

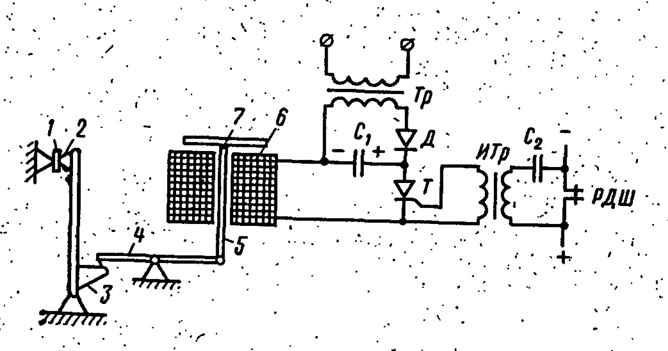


Рис. 6-9. Индукционно-динамический привод выключателя ВАТ-42.

В исходном состоянии накопительная емкость C_1 заряжается от вспомогательного зарядного трансформатора *Тр* через однополупериодный выпрямитель с полярностью, показанной на рисунке.

При срабатывании реле РДШ его контакты в цепи постоянного оперативного напряжения размыкаются, и при этом на первичной обмотке импульсного трансформатора *ИТр* через дифференцирующий конденсатор C_2 формируется импульс напряжения, который, трансформируясь, вызывает включение тиристора *Т*, что в свою очередь приводит к разряду емкости C_1 на катушку *6* индукционно-динамического привода. В результате действия электродинамических сил на медный диск *7* он отталкивается от катушки и через систему рычагов *3—5* приводит в движение подвижный контакт выключателя *2*. При быстром расхождении подвижного *2* и неподвижного *1* контактов выключателя между ними возникает электрическая дуга и наступает токоограничение аварийного тока.

Общий вид выключателя ВАТ-42 на ток 2000 А вместе с панелью управления электромагнитным приводом, сигнализацией, приводом ИДП и реле РДШ (агрегатная конструкция) приведен на рис. 6-10. Имеются исполнения, где сам выключатель, РДШ, панель управления и сигнализации и блок управления ИДП представляют собой отдельные изделия и монтируются непосредственно при установке выключателя в шкаф или ячейку.

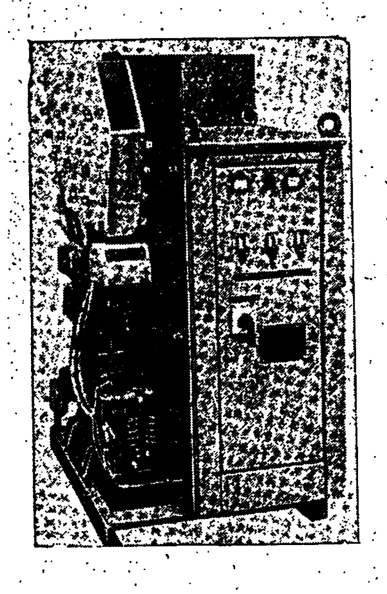


Рис. 6-10. Выключатель ВАТ-42-2000/10А.

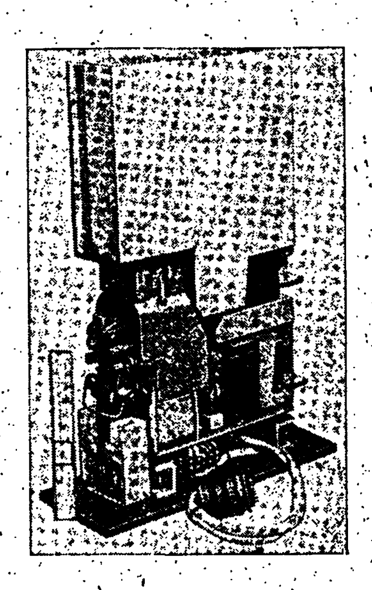


Рис. 6-11. Выключатель ВАТ-46.

Выключатели ВАТ-43 выпускаются на номинальные токи от 2000 до 6300 А и напряжение 1050 В.

Для защиты выпрямительных установок, собранных по шестифазной схеме с уравнительным реактором на одной раме, установлены шесть самостоятельных полюсов выключателей (исполнение 6×ВАТ-43/1). Имеются также однополюсные исполнения — катодный и линейный автоматы.

Шестиполюсный и катодный автоматы поляризованы на отключение обратным током при пробое полупроводникового (или при обратном зажигании ртутного) вентиля. Линейный автомат поляризован на отключение прямого тока.

Выключатель ВАТ-46 (рис. 6-11) не имеет привода ИДП и отключается за счет собственного максимального электромагнитного привода, когда ток, проходящий через него, вырос до значения тока уставки. В связи с этим отпадает необходимость и в датчиках аварийного тока. Автомат защелочного типа и включается с помощью катушки электромагнита. Отключение происходит под действием пружин, когда электромагнит отключения под действием проходящего через него тока поворачивает защелку.

Таблица 6-3

Параметр	ВАТ-42	ВАТ-43	ВАТ-46
Номинальный ток при постоянной нагрузке и температуре воздуха до 40°С, А	2000, 4000, 6300, 10 000, 12 500	2000, 4000, 6300	1250
Номинальное напряжение, В	660, 1050	1050	460
Собственное время отключения, мс	1,5—2	5	3—4
Отключающая способность, кА	70	50—70	20

Малые габариты таких выключателей позволяют их устанавливать непосредственно в шкафах тиристорных преобразователей.

Основные параметры автоматических быстродействующих выключателей серии ВАТ приведены в табл. 6-3.

6-4. БЕСКОНТАКТНАЯ ЗАЩИТА ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Наряду с защитой автоматическими выключателями и плавкими предохранителями широкое применение в преобразовательной технике получили системы бесконтактных защит.

Как правило, бесконтактные методы защиты применяются в сочетании с контактной защитной аппаратурой.

Используются три основных способа бесконтактных защит:

а) снятие (блокирование) управляющих импульсов тиристоров;

б) перевод выпрямителя в инверторный режим путем сдвига управляющих импульсов;

в) принудительное прерывание аварийного тока с помощью коммутирующей емкости.

В простейшем случае структура бесконтактной защиты, реализующая первые два и частично третий способ, представлена на рис. 6-12. В цепи выпрямленного тока тиристорного преобразователя *ТП* установлен быстродействующий датчик тока *ДТ*, сигнал которого, пропорциональный току, поступает на блок защиты *БЗ*. Когда аварийный ток достигнет значения уставки, блок защиты подает сигнал в систему импульсно-фазового управления *СИФУ*, которая в свою очередь в зависимости от заложенных в нее возможностей заблокирует управляющие импульсы или сдвинет их в зону инверторного режима. Одновременно блок защиты *БЗ* подает сигнал на отключение одного или нескольких автоматических выключателей *А*.

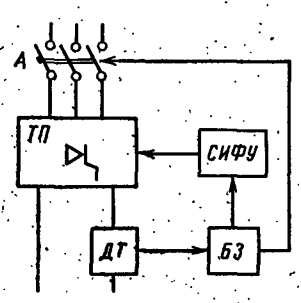


Рис. 6-12. Структурная схема бесконтактной защиты.

Рассмотрим более подробно все указанные способы бесконтактных защит.

Защита блокированием управляющих импульсов. Этот вид защиты основан на свойствах тиристоров закрываться после спада тока до нуля. При блокировании управляющих импульсов и спаде тока работающих тиристоров до нуля следующего включения тиристоров не произойдет и выпрямитель выключится из работы [Л. 81].

Основные соотношения аварийных токов при блокировании управляющих импульсов были приведены в гл. 5, где также было показано, что путем блокирования управляющих импульсов можно существенно снизить амплитуду аварийных токов и длительность их протекания. Кроме того, снятием управляющих импульсов авария локализуется только теми тиристорами, которые проводили ток в момент действия защиты.

С помощью выражений (5-8)—(5-10), (5-25) и (5-27) нетрудно показать, что при снятии управляющих импульсов длительность протекания тока через тиристор не превосходит 240°. Это означает, что при отсутствии индуктивности в цепи нагрузки или коротком замыкании непосредственно на шинах выпрямителя все тиристоры

выключатся к моменту перехода напряжения на них в положительную область.

При снятии управляющих импульсов в случае работы преобразователя на активно-индуктивную нагрузку характер процессов осложняется в результате действия э. д. с. самоиндукции, препятствующей спаданию тока.

При переходе напряжения в отрицательную область ток поддерживается под действием э. д. с. самоиндукции цепей переменного и выпрямленного тока. Происходит рекуперация энергии, запасенной в этих индуктивностях, причем энергии, запасенной в цепи выпрямленного тока, может быть достаточно для поддержания вентиля в открытом состоянии до следующего перехода приложенного к нему напряжения в положительную область. Это приводит к новому включению тиристора и к повторению аварийного процесса, т. е. преобразователь становится неуправляемым.

В связи с явлением неуправляемости процессов выключения преобразователя защита блокированием управляющих импульсов применяется в сочетании с другими способами контактных или бесконтактных защит, обеспечивающих прекращение протекания тока.

Защита блокирования управляющих импульсов не эффективна в аварийных режимах при инвертировании тока, однако при своевременной индикации пропуска очередной коммутации в начале развития двухфазного опрокидывания инвертора такая защита может предотвратить переход двухфазного опрокидывания в однофазное.

Блокирование управляющих импульсов может применяться для защиты выпрямителей и преобразователей, где инверторный режим носит вспомогательный характер и занимает относительно малое время работы, поскольку снятие управляющих импульсов при перегрузке инвертора также приводит к его опрокидыванию.

Защита переводом выпрямителя в инверторный режим. Такой способ защиты нашел применение в схемах реверсивных преобразователей. Реализация его достаточно проста и предусматривает в аварийном режиме сдвиг управляющего импульса в инверторную область [Л. 83]. При этом происходят рекуперация запасенной в индуктивных цепях энергии и быстрый спад тока до нуля.

Пусть действие защиты произошло в момент включения тиристора *6* при работающем тиристоре *5* и ток

в цепи этих тиристоров создается линейным напряжением u_{CB} (рис. 6-13,*а*).

Под действием защиты управляющие импульсы переводятся из положения α выпрямительного режима в зону инверторного режима с углом опережения β. В результате сдвига импульсов очередной тиристор *1* может включиться в работу только с задержкой на π—α—β

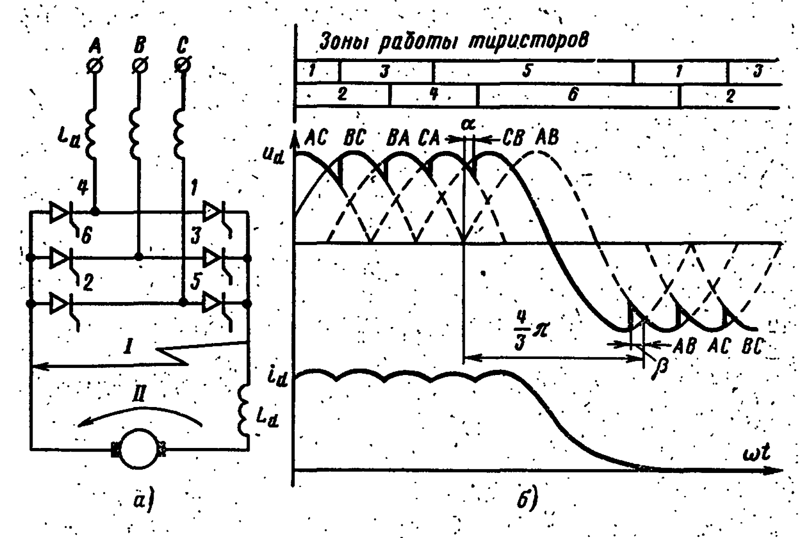


Рис. 6-13. Защита сдвигом управляющих импульсов в зону инвертора.
а — силовая схема; *б* — диаграмма напряжения, тока и зон работы тиристоров.

в момент, соответствующий углу β. На интервале длительностью 4π/3—α—β остаются включенными только тиристоры *6* и *5* точно так же, как это имеет место и при блокировании импульсов. При коротком замыкании на шинах выпрямителя (*I*, рис. 6-13,*а*) ток I_d, проходящий через тиристоры *6* и *5*, спадает до нуля за время открытого состояния этих тиристоров.

В связи с этим все соотношения и зависимости, приведенные в гл. 5 для случая блокирования управляющих импульсов при коротком замыкании на шинах выпрямленного тока, справедливы и для защиты со сдвигом управляющих импульсов в зону инвертора, поскольку длительность протекания тока через тиристор при блокировании также не превышает 4π/3.

При внешнем коротком замыкании и наличии индуктивности в цепи выпрямленного тока (*II*, рис. 6-13,*а*) тиристоры, работающие в момент срабатывания защиты, продолжают проводить ток до момента первой коммутации в инверторном режиме. Происходит процесс рекуперации электрической энергии, запасенной в индуктивностях, до полного спада тока в цепях преобразователя. Этот способ свободен от ряда недостатков, присущих защите с блокированием управляющих импульсов, однако при авариях инвертора, таких, как опрокидывание или прорыв, защита не выполняет своих функций.

Действительно, если при аварии выпрямителя для эффективного действия защиты желательно сдвигать управляющие импульсы в зону «глубокого» инвертора с минимальными углами β, то при опрокидывании инвертора этот угол надо увеличивать.

В реверсивных преобразователях такой способ защиты применяют в сочетании с отключением быстродействующих выключателей с одновременным снижением скорости и амплитуды аварийного тока за счет включения реакторов.

От вышеуказанных недостатков свободна быстродействующая защита с принудительным прерыванием тока.

Защита принудительным прерыванием тока с помощью коммутирующего конденсатора. Такая защита является наиболее быстродействующей и универсальной [Л. 74]. Принцип действия защиты поясняется рис. 6-14.

В основу работы защиты положен способ прерывания постоянного тока, протекающего через тиристор, с помощью коммутирующего конденсатора $C_к$, предварительно заряженного от независимого источника постоянного тока $U_з$ [Л. 84]. Этот конденсатор подключен к анодам защищаемых тиристоров с помощью разделительных диодов $Д_1$—$Д_3$ и к общему катоду через вспомогательный тиристор T_1.

При достижении аварийным током, контролируемым датчиком тока *ДТ*, значения уставки блок защиты *БЗ* формирует сигнал и подает его на тиристор защиты T_1. При подаче сигнала на управляющий электрод этого тиристора происходят разряд конденсатора и гашение проходящего в этот момент тока. Одновременно блок защиты *БЗ* подает сигнал в систему импульсно-фазового управления *СИФУ*, чем достигается снятие управляющих импульсов с преобразователя.

Минимальная коммутирующая емкость (в фарадах), обеспечивающая прерывание аварийного тока, определяется по выражению

$$C \geqslant I_у t_з / U_C, \tag{6-14}$$

где $I_у$ — значение тока уставки, протекающего через тиристор, А; U_C — напряжение заряженного конденсатора, В; $t_з$ — необходимая выдержка обратного напряжения на тиристоре для его выключения, с.

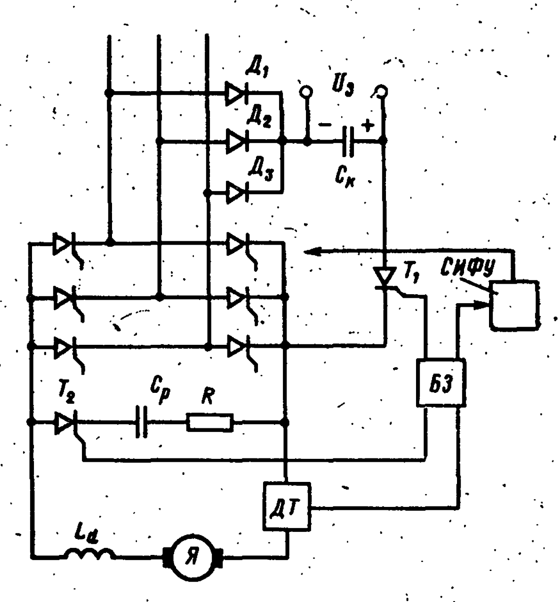


Рис. 6-14. Защита с емкостным прерыванием аварийного тока.

Время запаса $t_з$ во всяком случае должно быть больше времени выключения тиристора.

Для снижения коммутирующей емкости желательно повышать напряжение ее заряда, однако это напряжение не должно превышать допустимого обратного напряжения тиристоров защищаемой установки.

В момент срабатывания защиты происходит перезаряд коммутирующей емкости $C_к$ напряжением другой полярности, в связи с чем в качестве этой емкости может быть использован только импульсный металлобумажный конденсатор.

Резкий обрыв выпрямленного тока создает перенапряжение $e_в = L_d\ di/dt$, приложенное к вентилям со стороны нагрузки в прямом направлении. Это перенапряжение нередко вызывает самопроизвольное включение тиристоров двух противоположных плеч моста, создавая путь разряда электромагнитной энергии, запасенной в индуктивности цепи постоянного тока, сквозную работу открытых тиристоров и их перегрузку.

Для снятия перенапряжений, возникающих в момент срабатывания, необходимо создавать разрядный контур цепи постоянного тока. Подобный контур в нереверсивных схемах может быть создан присоединением параллельно нагрузке шунтирующего тиристора с подачей сигнала на его открытие в момент срабатывания защиты. В реверсивных схемах могут использоваться два блока коммутации при одном блоке управления защиты. При срабатывании устройства защиты снимаются управляющие импульсы и выключаются тиристоры как в выпрямительном, так и в инверторном комплектах.

В результате обрыва выпрямленного тока к тиристорам выпрямительного комплекта в прямом направлении прикладывается напряжение

$$u = E_0 - L_d\ di/dt, \qquad (6\text{-}15)$$

а к тиристорам инверторного комплекта

$$u = E_0 + L_d\ di/dt, \qquad (6\text{-}16)$$

т. е. напряжение э. д. с. якоря E_0 в инверторном комплекте совпадает по направлению с возникающим перенапряжением. Применить в этом случае разрядный тиристор не представляется возможным, так как это вызывает короткое замыкание э. д. с. якоря. В связи с этим при работе реверсивного преобразователя на якорь электрической машины для снятия возникающих перенапряжений приходится применять специальный тиристорно-емкостный разрядник, состоящий из тиристора T_2, конденсатора $C_р$ и резистора R, ограничивающий уровень перенапряжений и препятствующий прохождению постоянного тока под действием противо-э. д. с. якоря (рис. 6-14).

Для реверсивных преобразователей может применяться однокомплектная система защиты с одной коммутирующей емкостью (рис. 6-15).

По сигналу от датчиков тока *ДТ* и блока *БТЗ* коммутирующая емкость $C_к$ подключается с помощью тири-

стора T_1 или T_2 к аварийной группе, причем избирательность подключения осуществляется сигналом датчика тока, воздействующим на транзисторные ключи K_1 и K_2. Такое решение позволяет вдвое сократить установленную мощность этих конденсаторов [Л. 89].

Для надежной работы устройства необходимо не только блокировать поступление очередных импульсов

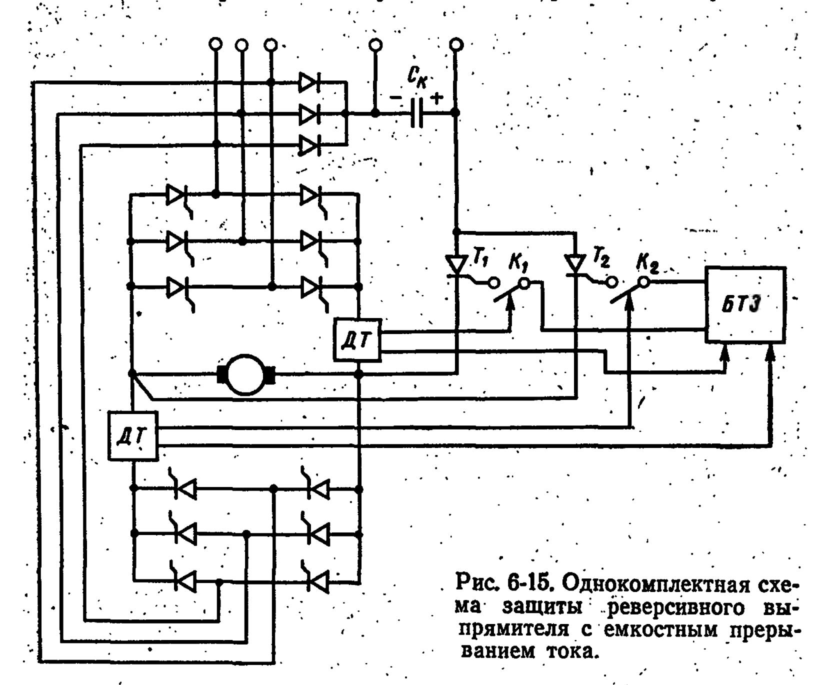


Рис. 6-15. Однокомплектная схема защиты реверсивного выпрямителя с емкостным прерыванием тока.

от системы импульсно-фазового управления, но и принудительно обрывать импульс, поступающий на тиристоры в момент срабатывания защиты, поскольку разряд конденсатора и выключение работающего в этот момент тиристора происходят очень быстро и переведенный в закрытое состояние тиристор может быть вновь включен подающимся в момент срабатывания защиты управляющим импульсом.

На рис. 6-16 приведена осциллограмма процессов отключения реверсивного тиристорного преобразователя при опрокидывании инвертора.

При очередной несостоявшейся коммутации напряжения инвертора $u_и$ в первый период питающего напряже-

ния увеличивается, что вызывает соответствующее снижение тока инвертора $i_и$ (на осциллограмме показан ток катодной группы). Однако после перехода этого напряжения через нуль в момент t_1 это напряжение уже начинает действовать согласно с напряжением генератора и ток $i_и$ увеличивается до значения уставки защиты.

В момент срабатывания защиты t_2 аварийный ток катодной группы инвертора $i_и$ резко обрывается, вызывая бросок перенапряжений в прямом направлении

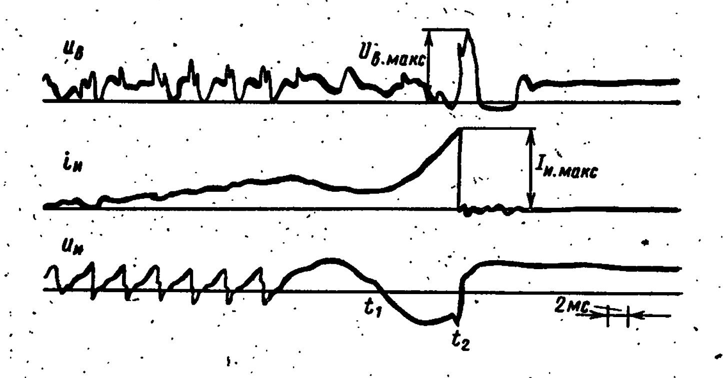


Рис. 6-16. Осциллограмма процессов при отключении опрокидывания инвертора реверсивного тиристорного преобразователя.

$u_{в.макс}$ для выпрямительной группы и в обратном направлении для инверторной группы.

Дальнейшим развитием системы защиты с емкостным прерыванием явилось использование вместо коммутирующего тиристора нового быстродействующего сильноточного коммутационного аппарата — импульсного дугового коммутатора.

Принцип действия дугового коммутатора иллюстрируется рис. 6-17. Основными элементами коммутатора являются плоскопараллельные электроды *4*, *5* и дугогасительная камера с деионной решеткой *6*, содержащая U-образный электрод и пакет медненных стальных пластин. К электродам *4*, *5* подсоединены выводы коммутатора *13*, *14*. Непосредственно перед торцами электродов *4*, *5* расположено зажигающее устройство. К электродам этого устройства *1* и *3* подключен конденсатор *7*, заряжаемый до высокого напряжения. К электродам *2* и *3*

подается импульс от вторичной обмотки *10* специального трансформатора высокого напряжения. Управление подачей импульса осуществляется с помощью тиристора *9*. Заряд конденсаторов *7* и *8* производится от обмоток *11*, *12* зарядного трансформатора *Тр*. При подаче импульса к электродам *2*, *3* происходит пробой между ними, что в свою очередь вызывает разряд конденсатора *7* через зазор *1—3*.

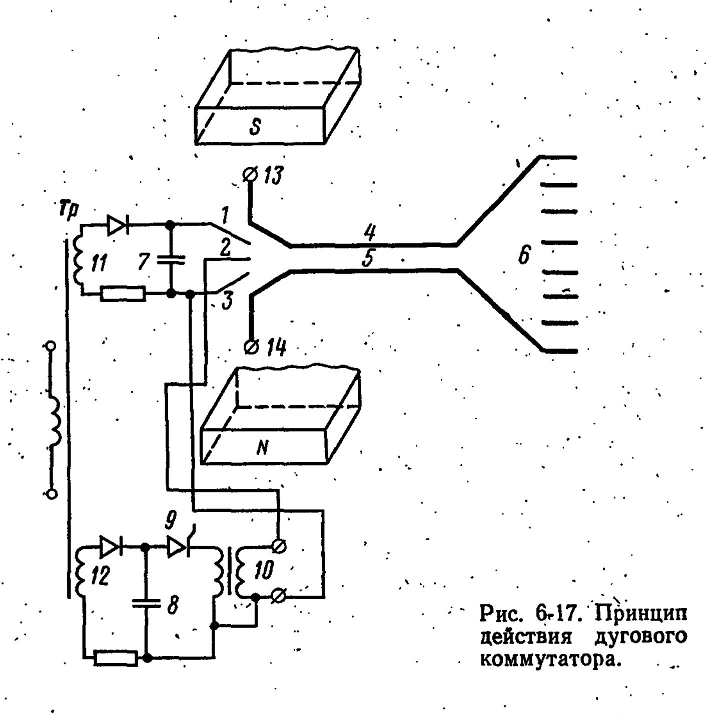


Рис. 6-17. Принцип действия дугового коммутатора.

Образовавшаяся при этом вспомогательная дуга под действием магнитного поля дугогасительной системы *N—S* выдувается в сторону силовых электродов *4*, *5* и замыкает воздушный зазор между ними. Таким образом, цепь между выводами *13*, *14* коммутатора оказывается замкнутой вспомогательной дугой, и он переводится в состояние проводимости. Это состояние сохраняется в процессе движения силовой дуги по участку плоскопараллельных электродов *4*, *5*.

Падение напряжения на выводах коммутатора мало, и он действует как ключ, находящийся в замкнутом со-

стоянии. После прихода дуги в камеру *6* происходят ограничение тока и отключение цепи.

Время включения дугового коммутатора не превышает 100 мкс, и падение напряжения в дуге при ее движении по плоскопараллельному участку камеры, что соответствует «включенному» состоянию, составляет приблизительно 60 В.

Защита тиристорных преобразователей с помощью емкостного гашения с дуговым коммутатором может осуществляться путем принудительного выключения только катодной или анодной группы, выпрямительного моста точно так же, как и с коммутирующим тиристором на рис. 6-18.

Можно также обеспечить выключение катодной и анодной групп с помощью двух дуговых коммутаторов.

6-5. ДАТЧИКИ АВАРИЙНОГО СОСТОЯНИЯ

Классификация датчиков и схемы их включения. Для отключения электрических аппаратов и срабатывания систем бесконтактных защит требуются быстродействующие датчики аварийных ситуаций.

Чем более быстродействующая исполнительная система защиты, тем более высокие требования предъявляются к быстродействию датчиков, поскольку время срабатывания последних входит в полное время защиты. Аварийные датчики в зависимости от их параметров и принципа воздействия на защиту можно разделить на три группы:

аналоговые датчики с непрерывным выходным сигналом, пропорциональным контролируемому силовому току;

дискретные датчики с импульсным выходным сигналом, формируемым в момент достижения аварийным током значения уставки;

датчики предаварийного состояния, реагирующие на несостоявшуюся коммутацию или другие сбои в работе схемы, приводящие к развитию аварии.

Датчики с непрерывным выходным сигналом могут использоваться одновременно и как датчики системы регулирования. Система защиты с такими датчиками должна иметь на входе ключевой элемент с регулируемой уставкой.

Импульсные дискретные датчики сами имеют возможность регулировать уставку отключаемого тока, при которой на выходе возникает импульсный сигнал, т. е. они обладают релейной характеристикой с уставкой на включение, что значительно упрощает устройство управления защитой.

Датчики, реагирующие на несостоявшуюся коммутацию, выдают аварийный сигнал в момент создания аварийной ситуации, не дожидаясь, пока ток возрастет до величины тока уставки.

По принципу действия и конструктивным особенностям датчики первых двух групп можно разделить на датчики, основанные на электромагнитном принципе контроля тока, и полупроводниковые усилительные датчики. Все электромагнитные датчики реагируют в конечном итоге на магнитную индукцию, создаваемую силовым током. Полупроводниковые усилительные датчики преобразуют и усиливают сигнал с измерительного шунта, пропорциональный аварийному току, обеспечивая одновременно потенциальную развязку с силовыми цепями.

Датчики аварийного состояния должны контролировать все силовые цепи выпрямительной установки, где могут возникнуть аварийные токи.

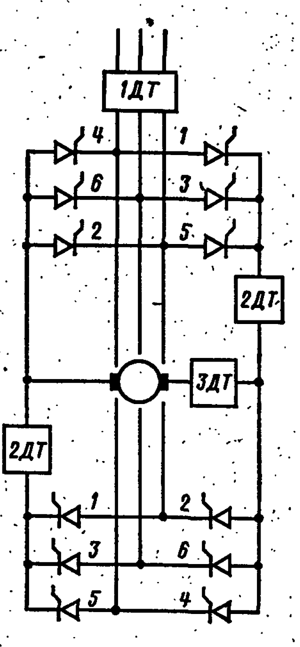


Рис. 6-18. Место установки датчиков аварийного тока.

Рассмотрим различные включения датчиков аварийного тока на примере реверсивного трехфазного двухкомплектного тиристорного преобразователя (рис. 6-18).

Установка датчика тока (*1ДТ*) в цепях питающего переменного напряжения позволяет контролировать внутренние и внешние аварии обоих комплектов вентилей, за исключением прорыва инвертора, когда аварийный ток генератора замыкается через тиристоры, минуя цепь переменного тока.

Установкой двух датчиков (*2ДТ*) в одноименных шинах выпрямленного тока обоих комплектов обеспечива-

ется контроль от всех внешних аварий и прорывов по уравнительному контуру в случае пробоя или несвоевременного включения одного из тиристоров неработающего комплекта. Внутренние аварии, являющиеся следствием пробоя одного из плеч выпрямительной установки, датчиками *2ДТ* не контролируются.

Применение одного датчика *3ДТ* в цепи нагрузки позволяет контролировать аварии на двигателе (круговой огонь) в выпрямительном режиме и аварии инверторного режима. Внутренние аварии, внешние на выводах комплектов вентилей и прорывы по уравнительному контуру этот датчик не регистрирует.

Вышеприведенные положения позволяют выбирать место установки датчиков тока и защитных аппаратов исходя из особенностей преобразователя и вероятности тех или иных аварий.

Далее остановимся на различных принципах построения датчиков, относящихся к вышеприведенным группам, применяемых в системах защит тиристорных преобразователей.

Датчики на основе трансформаторов переменного тока. Наиболее простыми датчиками аварийного состояния являются трансформаторы тока, устанавливаемые в цепи переменного тока тиристорного преобразователя (рис. 6-19). Правомерность такого контроля аварийного тока основана на взаимной пропорциональности для полностью управляемых тиристорных схем без нулевого вентиля выпрямленного тока, токов вентилей и фазных токов цепи питания.

Токи вторичных обмоток трансформаторов тока *ТТ*, пропорциональные измеряемым токам фаз, питающих преобразователь, выпрямляются вспомогательным выпрямителем *В* и, проходя через балластный резистор *R*, создают на нем падение напряжения *U*, пропорциональное силовому току. Такие датчики могут с успехом применяться для контроля аварий в выпрямительных режимах, причем очевидно, что они будут реагировать как на внешние, так и на внутренние аварии.

Однако такой датчик не реагирует на аварии инвертора. Так, при прорыве инвертора аварийный ток замыкается через два смежных плеча выпрямительной установки, например через тиристоры *2*, *5*, минуя контролируемые датчиком цепи переменного тока. При опрокидывании инвертора, когда ток проходит, например, через тиристоры *6* и *5*, постоянная составляющая аварийного

тока вызывает быстрое насыщение трансформаторов и снижение их выходного сигнала. Последние обстоятельства ограничивают область применения трансформаторных датчиков нереверсивными выпрямительными установками.

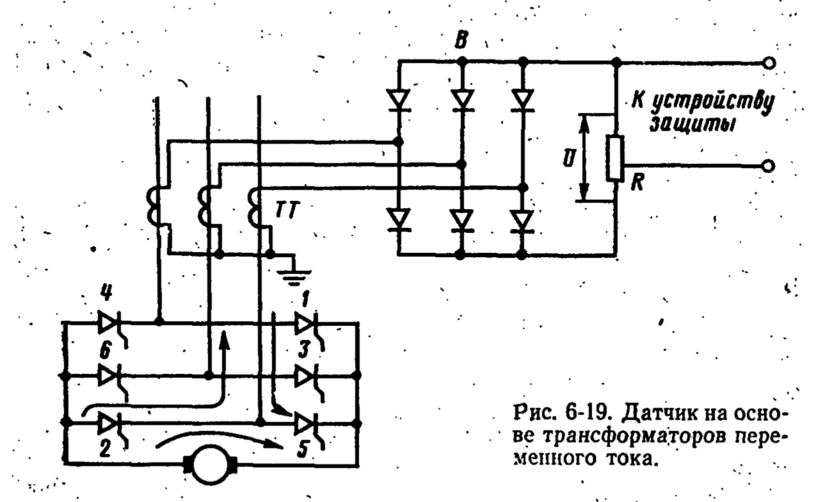


Рис. 6-19. Датчик на основе трансформаторов переменного тока.

Магнитный датчик постоянного тока. В основу схемы этих датчиков (рис. 6-20,*а*) положен принцип трансформатора постоянного тока. В свою очередь такой трансформатор в простейшем случае представляет собой насыщающийся реактор с последовательно соединенными рабочими обмотками и нагрузкой на выпрямленном токе. Если насыщающийся реактор работает в подобном режиме и произойдет изменение измеряемого постоянного тока, то ток на его выходе изменится в то же мгновение и в том же отношении. Таким образом, ток на выходе насыщающегося реактора копирует измеряемый ток независимо от формы этого тока, причем сдвиг по фазе между токами практически отсутствует. Эти свойства позволяют использовать насыщающийся реактор в качестве датчика постоянного тока [Л. 89].

Поскольку ток $i_п$ на выходе простейшего трансформатора постоянного тока имеет 100 %-ные пульсации (рис. 6-20,*б*), крайне нежелательные для устройств защиты, то в электромагнитных датчиках постоянного тока используются два последовательно включенных трансформатора постоянного тока, питаемых напряже-

ниями, сдвинутыми друг относительно друга на 90 эл. град.

Магнитное состояние обоих трансформаторов зависит от тока, проходящего по общей шине. При последовательном включении трансформаторов *ДН1* и *ДН2* на общую нагрузку и питании их сдвинутыми на 90° напряжениями каждый из них через выпрямители B_1 или B_2 поддерживает в нагрузке $R_н$ ток $i_н$, пропорциональный

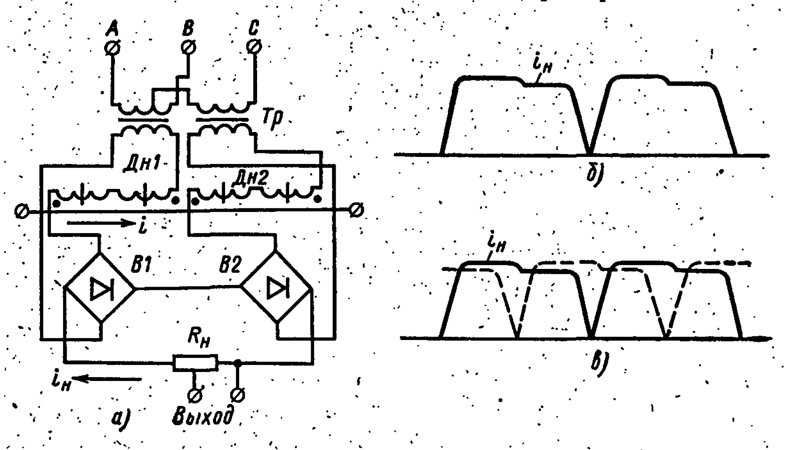


Рис. 6-20. Магнитный датчик постоянного тока.

измеряемому току i выпрямительной установки. Когда в токе одного трансформатора наступает провал, ток в нагрузке поддерживается за счет другого (рис. 6-20,*в*).

Разработаны и изготавливаются четыре типа датчиков *ДПТ2*, охватывающих шкалу токов от 25 до 2500 А. Напряжение на выходе датчика тока может устанавливаться в пределах от 6 до 24 В при номинальном измеряемом токе. Прямолинейность выходной характеристики лежит в пределах от 0,5- до 3-кратного значения номинального измеряемого тока. Погрешность измерения тока при этом не превышает ±5%.

Датчики тока с элементами Холла. Измерение тока с помощью элементов Холла основано на измерении магнитной индукции, создаваемой токопроводом при прохождении измеряемого тока. Электродвижущая сила Холла является функцией произведения двух величин: тока управления $I_у$ и магнитной индукции B, пронизывающей полупроводниковую пластину в направлении, перпендикулярном ее плоскости.

Выпускаются полупроводниковые датчики Холла на основе кремния, германия, арсенида галлия и арсенида индия. В зависимости от исходного материала датчики отличаются по чувствительности, выходному напряжению, току управления.

Для определенного типа датчика Холла возникающая э. д. с. равна:

$$E_X = kI_y B, \qquad (6\text{-}17)$$

где k — коэффициент, учитывающий физическое свойство полупроводникового материала и его геометрические размеры.

При стабилизированном токе управления I_y с помощью датчика Холла можно получить линейно-изменяющуюся зависимость $E_X = f(B)$. Для создания датчика тока с элементом Холла надо обеспечить пропорциональность магнитной индукции B измеряемому току I. Это достигается установкой датчиков Холла *ДХ* в зазорах магнитопровода, который в данном случае выполняет функцию концентратора магнитного поля, наведенного током I (рис. 6-21).

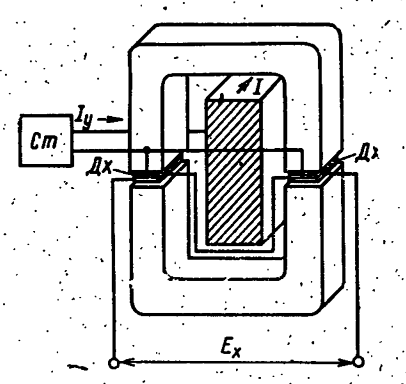


Рис. 6-21. Датчик тока с элементами э. д. с. Холла.

Для увеличения уровня выходного сигнала E_X в магнитопроводе делается несколько зазоров, в каждый из которых устанавливается свой датчик Холла *ДХ*, причем выходные электроды всех датчиков соединяются последовательно. Для исключения погрешностей при колебаниях напряжения цепи управления питание датчиков током i_y осуществляется от стабилизированного источника $C_т$.

Полупроводниковый датчик тока. Датчик тока представляет собой усилитель постоянного тока, выполненный по принципу «модуляция — усиление — демодуляция» (рис. 6-22). Входной сигнал $U_{вх}$ постоянного тока, снимаемый с шунта *1*, с помощью модулятора *2* преобразуется в пропорциональный сигнал напряжения прямоугольной формы повышенной частоты, усиливается

усилителем переменного тока 3 и на выходе вновь преобразуется модулятором 5 в постоянное напряжение $U_{вых}$. Гальваническая развязка входных и выходных цепей осуществляется трансформатором 4, установленным между усилителем и демодулятором.

Элементы такого датчика могут быть выполнены на транзисторах или на интегральных микросхемах. Такой принцип использован в датчике-усилителе постоянного тока УПТ-6, входящем в состав блоков регулирования УБСР.

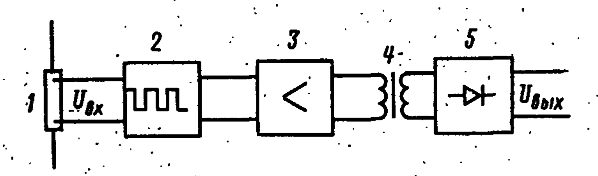


Рис. 6-22. Принцип работы полупроводникового датчика тока.

Датчик тока на основе герконов. В отличие от описанных выше аналоговых датчиков это датчик дискретного типа. Освоение премышленностью выпуска магнитоуправляемых герметизированных контактов — герконов позволило создать на их основе широкую номенклатуру различных электромагнитных устройств, в том числе и датчиков аварийного тока.

Контакты геркона, помещенные в герметизированный корпус, замыкаются или размыкаются в зависимости от их типа при достижении внешней магнитной индукцией определенного для данного типа прибора значения.

Как известно, при прохождении по проводнику тока I (рис. 6-23,*а*) вокруг проводников в воздухе образуется магнитное поле $Ф_0$, индукция которого пропорциональна току. Это поле, пересекая магнитную систему геркона *ГК*, при определенной индукции будет вызывать его срабатывание.

Геркон устанавливается на изоляционной панели непосредственно на токоведущей шине, в которой контролируется ток.

Уставку срабатывания геркона можно регулировать различными способами, одним из которых является поворот геркона относительно осей токоведущей шины.

Сила, действующая на подвижную систему геркона, а следовательно, и уставка в этом случае изменяются

в зависимости от угла поворота α по косинусоидальному закону. Вторым способом регулирования уставки является создание дополнительного магнитного потока управления $\Phi_у$ с помощью катушки, по которой протекает от независимого источника ток управления $i_у$ (рис. 6-23,*б*). В зависимости от направления тока управления магнит-

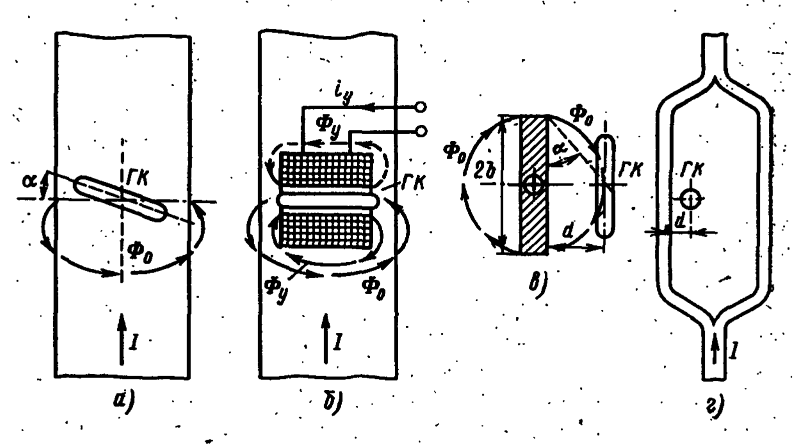


Рис. 6-23. Герконовый датчик тока и способы регулирования его уставки.

ный поток $\Phi_у$ будет складываться или вычитаться с основным магнитным потоком:

$$\Phi = \Phi_0 \pm \Phi_у.$$

Третьим способом регулирования является изменение расстояния от датчика до токоведущей шины (рис. 6-23,*в*).

Напряженность магнитного поля в точке, удаленной на расстояние d от шины, зависит от этого расстояния и определяется выражением

$$B = \frac{I}{b} \ln \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2} \cdot 10^{-*}, \qquad (6\text{-}18)$$

где b — половина ширины шины.

Для увеличения помехозащищенности к внешним магнитным полям других токопроводов шину, в которой контролируют ток, иногда делают расщепленной и помещают геркон между расщепленными шинами (рис. 6-23,*г*).

Полное время включения герконового датчика составляет около 1 мс, включая время вибрации контактов.

В реальных условиях, когда ток, а следовательно, и магнитный поток быстро нарастают и герконовый датчик работает на полупроводниковый блок защиты, который срабатывает при первом замыкании контактов геркона, временем вибрации можно пренебречь. Полное время срабатывания блока защиты с герконовым датчиком в этом случае снижается и составляет доли миллисекунды.

Дифференциальные способы контроля. Эти способы позволяют отключать выпрямительную установку в самом начале развития аварии. Основаны они на определенной пропорциональности токов и напряжений в выпрямительных схемах.

Ряд аварий полностью управляемых выпрямительных схем происходит раздельно по контуру переменного или выпрямленного тока, при этом нарушается пропорциональность токов в этих контурах. При внутреннем коротком замыкании фазный ток питающей сети i_2 больше тока цепи нагрузки i_d. Такое же соотношение имеет место при одновременном включении обеих выпрямительных групп реверсивного тиристорного преобразователя. При прорыве инвертора, наоборот, $i_d > i_2$. Учитывая указанные диспропорции токов при авариях, можно построить систему защиты, реагирующую на начало аварии, не дожидаясь, пока аварийный ток нарастет до значения уставки. Принцип работы такой защиты поясняется рис. 6-24,*а*.

В цепи переменного и выпрямленного тока выпрямителя устанавливаются измерители тока *1* и *4*, сигналы от которых балансируются и сравниваются в элементе сравнения *2*.

При изменении сбалансированного соотношения элемент сравнения *2* формирует сигнал от начавшейся аварии и подает его на блок защиты *3*, который в свою очередь воздействует на исполнительные органы защиты: автоматические выключатели, систему импульсно-фазового управления и т. д.

Дифференциальное построение контроля аварийного тока по этому способу позволяет снизить уставку на срабатывание блока защиты от 0,5 и менее номинального тока. Это в свою очередь обеспечивает при тех же применяемых защитных аппаратах лучшее ограничение аварийного тока с меньшими амплитудными значениями.

В преобразователе, работающем в режиме инвертора, для отключения защиты при несостоявшейся коммута-

ции можно контролировать и сравнивать мгновенные значения тока и напряжения каждой из фаз, питающих преобразователь. Для этой цели в каждой из фаз устанавливаются датчик тока *1* и датчик напряжения *4* (на рис. 6-24,*б* показаны условно только для одной фазы). Сигналы с датчика тока и датчика напряжения подаются

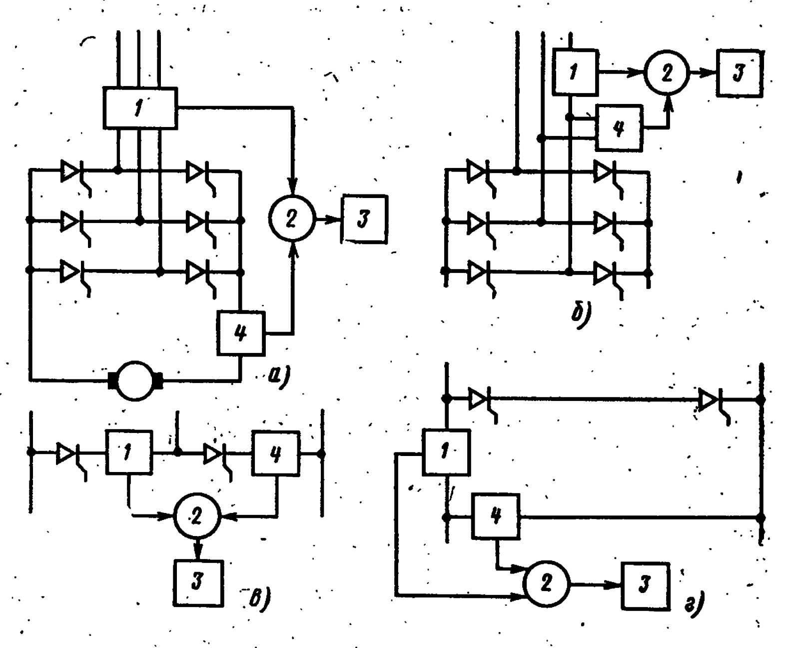


Рис. 6-24. Способы дифференциального контроля аварии.

на элемент сравнения *2*. Если в какой-то момент времени ток и напряжение начали действовать согласно, что характеризует начало опрокидывания инвертора, выдается сигнал на отключение блока защиты *3*.

Опрокидывание и прорыв инвертора могут контролироваться также путем установки датчиков тока (*1*) и напряжения (*4*) на стороне выпрямленного тока (рис. 6-24,*г*). При наличии в цепи тока и снижении напряжения до нуля (прорыв инвертора) или изменении его знака на противоположный элемент сравнения *2* выдаст сигнал на отключение защиты *3*.

Прорыв инвертора может контролироваться также с помощью датчиков тока *1* и *4*, установленных в цепях

каждого из тиристоров (рис. 6-24,*в*). При одновременной проводимости смежных тиристоров элемент сравнения *2* (логический элемент И) выдает сигнал на отключение защиты через блок управления *3*.

Схемы дифференциальной защиты особенно удачно могут быть выполнены с применением датчиков Холла, которые одновременно могут контролировать два изменяющихся параметра.

В частности, датчики тока и напряжения в схемах 6-24,*б* и *г* могут быть заменены одним датчиком Холла, контролирующим ток через магнитный поток и напряжение по цепям его управления.

6-6. СОГЛАСОВАНИЕ ПЕРЕГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПРЯМИТЕЛЯ И ЗАЩИТЫ

В процессе проектирования вентильных преобразователей приходится решать вопросы согласования перегрузочных характеристик вентилей, характеристик защитных устройств и эксплуатационных графиков нагрузки с учетом возможных технологических перегрузок.

При больших кратностях аварийного тока нагрев структуры полупроводникового вентиля пропорционален квадрату тока. Параметры вентилей и защитных устройств связываются соотношением (6-12).

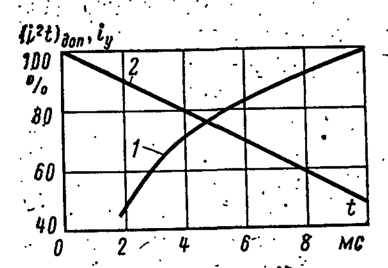


Рис. 6-25. Зависимость допустимого значения i, $t_{доп}$ и ударного тока $i_{уд}$ тиристора ТД320А от длительности протекания аварийного тока (в процентах значения при t=10 мс).

Следует иметь в виду, что при длительности аварийного тока менее 10 мс допустимое значение теплового эквивалента $(i^2t)_{доп}$ снижается по сравнению с классификационным значением, которое приводится на вентили обычно для тока синусоидальной формы с длительностью 10 мс (кривая *1* на рис. 6-25), хотя амплитуда допустимого ударного тока $i_{уд}$ при этом несколько повышается (кривая *2*).

При относительно небольшой перегрузке, составляющей менее 10-кратного значения номинального тока, температура нагрева в основном зависит от тока в первой

степени. Кривая перегрузки вентилей приведена в гл. 1 (см. рис. 1-6).

При перегрузках любой длительности устойство защиты должно ограничивать ток и время его протекания меньшим значением, чем допускается перегрузочной характеристикой вентиля.

При построении перегрузочной характеристики преобразователя следует учитывать, что за время перегрузки вентили поочередно включаются в работу и средний ток каждого из вентилей снижается в соответствующее число раз.

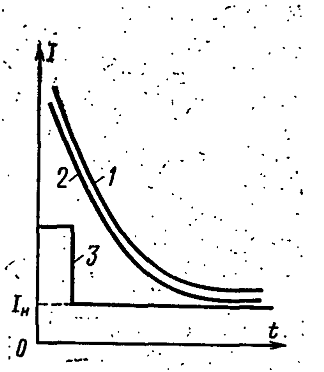


Рис. 6-26. Согласование характеристик преобразователя (*1*), защиты (*2*) и нагрузки (*3*).

В связи с характером зависимости допустимой перегрузки выпрямителя устройства защиты также должны иметь зависимую характеристику тока срабатывания от времени его действия.

Нагрузка выпрямителя может быть постоянной во времени или циклической, когда интервалы тока с большой и малой нагрузкой чередуются в определенной последовательности. Если даже средний ток и не превышает в циклическом режиме номинального значения, то за время наибольшей нагрузки тиристоры могут нагреться выше допустимой температуры.

При превышении допустимых значений защита должна срабатывать раньше, чем произойдет недопустимый нагрев полупроводникового прибора, но она не должна срабатывать при циклических эксплуатационных перегрузках, допустимых для выпрямителя.

Из этого следует, что время-токовая характеристика защиты (кривая *2* на рис. 6-26) должна находиться ниже и левее перегрузочной кривой полупроводникового прибора (кривая *1*), но выше и правее нагрузочной характеристики выпрямителя (кривая *3*).

В зависимости от характеристик защитных аппаратов может обеспечиваться полная защита (кривая *2* везде вписывается в кривую *1*), частичная защита (кривая *2* в отдельных зонах пересекает кривую *1*) и защита может не обеспечиваться, если кривая *2* везде находится выше кривой *1*.

Характеристики защиты можно также согласовать расчетным путем, определив максимальную температуру полупроводниковых приборов по их току в наиболее нагруженный интервал времени с учетом действия защиты, а затем сравнить полученную температуру с допустимой.

6-7. ВЫБОР АППАРАТОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Рассмотренная выше методика расчета аварийных режимов и основные соотношения в сочетании с параметрами и характеристиками защитных аппаратов и систем позволяют решать инженерные задачи по обеспечению защищенности полупроводниковых преобразователей. В практике проектирования полупроводниковых устройств встречаются два типа задач:

а) выбор системы защиты по параметрам силовой схемы с учетом характеристик полупроводниковых приборов;

б) корректировка параметров силовой схемы с учетом возможностей системы защиты и перегрузочной способности приборов;

При решении этих задач должны учитываться конструкция установки, ее надежность, вероятность возникновения того или иного аварийного режима и материальный ущерб, который может возникать в результате аварии.

Расчет и выбор устройств защиты должен производиться по расчетному, наиболее тяжелому для данной установки и вероятному в условиях эксплуатации аварийному режиму.

Рассмотрим порядок выбора различных элементов защиты.

Выбор плавких предохранителей. Плавкие предохранители для защиты тиристоров выбираются по режиму внутреннего короткого замыкания. Исходными данными для расчета являются параметры питающей сети $u_{к,\%}$ $U_{2ф}$, тиристоров $I_{ср}$, $(i^2t)_{доп}$ и предохранителей W, $I_{пр}$ [Л. 90].

Расчет ведется по следующим основным этапам:

1. Проверяется соответствие циклических режимов преобразователя и плавкого предохранителя. Определяется расчетный ток $I_{dр}$, в качестве которого принимается продолжительная или пусковая нагрузка защищаемого

преобразователя. Если предохранитель допускает длительную работу с учетом пусковых токов тиристора преобразователя, то дальнейший расчет ведется по продолжительному току, если же пусковые токи выше допустимых перегрузок предохранителей, то за расчетный принимается допустимый ток перегрузки преобразователя.

2. Рассчитывается средний ток, проходящий через предохранитель в расчетном режиме,

$$I_{ср}=I_{dр}/3n, \qquad (6\text{-}19)$$

где n — число параллельных ветвей в одном плече.

3. Рассчитывается действующее значение тока предохранителя

$$I_{пр}=I_{ср}\sqrt{3}. \qquad (6\text{-}20)$$

4. По номенклатуре плавких предохранителей выбирается ближайший тип предохранителя с номинальным током $I_н$ из условия $I_н \geqslant I_{пр}$.

5. Рассчитывается действующее значение тока контура короткого замыкания

$$I_{к.з}=\frac{U_{2ф}}{X_а}=\frac{\sqrt{2}I_{dн}}{\sqrt{3}}\,\frac{100}{u_{к,\%}}. \qquad (6\text{-}21)$$

6. Для выбранной в п. 4 плавкой вставки по информационным материалам завода-изготовителя находятся нижнее значение джоулева интеграла плавления $W_{пл}$ с учетом тока короткого замыкания $I_{к.з}$, вычисленного по выражению (6-22), верхнее значение джоулева интеграла полного отключения $W_{откл}$.

7. Найденные в п. 6 значения джоулевых интегралов предохранителей сравниваются с соответствующими допустимыми значениями для применяемых тиристоров. При этом должны выполняться условия защищенности по выражению (6-8)

$$W_{откл}<n^2(i^2t)_{доп}$$

и при параллельном соединении n тиристоров условие селективности в соответствии с выражением (6-10)

$$W_{откл}<n^2W_{пл}.$$

Если одно из этих соотношений не выполняется, то необходимо несколько изменить параметры силовой схемы, т. е. решить обратную задачу. При этом можно:

а) несколько снизить значение $W_{откл}$ за счет увеличения индуктивного сопротивления цепи переменного

тока $X_а$ и соответственно ограничить ток контура короткого замыкания $I_{к.з}$ по выражению (6-22);

б) увеличить (i^2t) за счет использования более мощного тиристора или увеличить число параллельно-включенных тиристоров.

Добиться селективной защиты можно также за счет применения более мощных тиристоров с естественным воздушным охлаждением, поскольку допустимый тепловой эквивалент тиристоров и диодов $(i^2t)_{доп}$ практически зависит только от температуры структуры *p-n*-перехода, предшествующей прохождению аварийного тока и его площади.

Выбор автоматических выключателей. Выключатель предварительно выбирается исходя из номинальных значений тока и напряжения выпрямительной установки с учетом его коммутационной способности.

Выбранный выключатель проверяется на обеспечение защищенности полупроводниковых приборов и селективности с другими устройствами защиты.

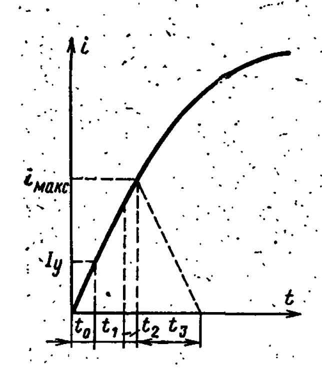


Рис. 6-27. Приближенное определение джоулева интеграла выключателя.

Полный расчет защитных характеристик автоматических выключателей представляет значительную сложность и требует обработки достаточного количества осциллограмм, снятых в конкретных условиях [Л. 85], поскольку джоулев интеграл отключения зависит от параметров отключаемого контура.

Если защитные характеристики аппаратов известны, то проверка сводится к простому сопоставлению джоулевых интегралов отключения выключателя $W_а$ и допустимых параметров защищаемой установки, определяемых полупроводниковыми приборами. В том случае, если интеграл отключения выключателя не известен, с применением ряда допущений он может быть приближенно рассчитан в следующей последовательности:

1. Строится кривая тока наиболее тяжелого и вероятного аварийного режима (рис. 6-27).

2. На кривой аварийного тока откладывается точка, соответствующая току уставки $I_у$, и определяется время t_0 нарастания тока до уставки.

3. От точки t_0 по оси времени откладывается отрезок, пропорциональный времени собственного отключения выключателя t_1, и к этому отрезку добавляется отрезок t_2, соответствующий времени от начала размыкания контактов до ограничения тока, причем можно принять $t_2 \approx 0{,}5 t_1$. Полное время от начала аварийного режима до ограничения аварийного тока будет соответствовать сумме времени:

$$t = t_0 + t_1 + t_2.$$

4. По кривой аварийного тока определяется максимальный ток i в момент времени t.

5. Полагая, что спад тока происходит за то же время, что и его нарастание, т. е. $t_3 = t = t_0 + t_1 + t_2$, можно определить площадь, ограниченную квадратичным значением аварийного тока

$$W_а = i^2_{макс} t, \qquad (6\text{-}22)$$

где $t = t_0 + t_1 + t_2$.

6. Проверяется условие защищенности по выражению (6-12)

$$W_а < n^2 (i^2 t)_{доп}$$

и условие селективности по (6-13)

$$W_а < n^2 W_{пл}.$$

Если одно из условий не выполняется, то производится корректировка силовой цепи в направлении снижения скорости нарастания аварийного тока или применяется более быстродействующий и токоограничивающий выключатель [Л. 86].

Расчет защищенности при блокировании или сдвиге управляющих импульсов. Исходными данными для расчета являются параметры питающей сети $U_{2ф} X_а$, $R_а$.

В процессе расчета:

1. Определяется базовый ток по выражению (5-7)

$$I_m = \frac{\sqrt{2}\, U_{2ф}}{\sqrt{X^2_a + R^2_a}}. \qquad (6\text{-}23)$$

2. Вычисляется отношение $X_а / R_а$ и по рис. 5-5 для глухого короткого замыкания или по рис. 5-12 для про-

боя плеча определяются значения коэффициента теплового воздействия A в относительных единицах.

3. Коэффициент теплового воздействия переводится в абсолютные единицы:

$$W = \frac{I^2 m}{\omega} A. \qquad (6\text{-}24)$$

4. Проверяется защитное соотношение

$$W < n^2 (i^2 t)_{\text{доп}}. \qquad (6\text{-}25)$$

Если это соотношение не выполняется, то выбираются более мощные тиристоры или снижается базовый ток за счет повышения индуктивного сопротивления аварийной цепи.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТАНОВКАХ И ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ

7-1. ВИДЫ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ И ПРИЧИНЫ ИХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ

На вентили в преобразовательных установках воздействуют сетевые и схемные перенапряжения неповторяющегося и повторяющегося характера.

Сетевые перенапряжения возникают вне связи с рабочим процессом данной преобразовательной установки, они обусловлены действием сетевой коммутационной аппаратуры или атмосферных явлений. Специальными исследованиями установлено, что в сетях 220—380 В имеют место перенапряжения до 4—5-кратного, а в сетях более высокого напряжения — до 3-кратного значения рабочего напряжения. Если нагрузкой преобразователя является контактная сеть или разветвленная система электроснабжения, перенапряжения аналогичного характера могут поступать и со стороны нагрузки. Сетевые перенапряжения возникают эпизодически, связанная с ними энергия имеет порядок 10^3—10^4 Дж.

Схемные перенапряжения неповторяющегося характера связаны с действием коммутационной аппаратуры

схемы преобразовательной установки. Амплитуда, крутизна фронта и длительность перенапряжения зависят от параметров элементов схемы преобразователя и от режима токов и напряжений в контурах схемы в момент замыкания или размыкания электрических цепей. Наиболее характерными примерами возникновения схемных перенапряжений неповторяющегося характера являются следующие:

1. Включение преобразовательного трансформатора *Тр*. В момент замыкания контактов выключателя *В1* (см. рис. 7-3) к первичной обмотке скачком прикладывается напряжение питающей сети. Переходная составляющая с крутым фронтом проникает через междуобмоточную емкость $C_{мо}$ к вентилям преобразователя. Амплитуда и длительность перенапряжения зависят от $C_{мо}$, соотношения между собственными емкостями первичной и вторичной обмоток, первичного напряжения и момента включения. Амплитуда перенапряжения может достигать 30—40% амплитуды первичного напряжения.

2. Подключение преобразователя к переменному напряжению (к вторичной обмотке трансформатора или к питающей сети). При замыкании одного контакта, например $B1_a$ (см. рис. 7-3), к вентилям прикладывается ступень напряжения по отношению к земле с крутым фронтом (до 1000 В/мкс) через продольные и собственные емкости реакторов $L_ф$ и емкость $C_з$ нагрузки на землю. Далее, колебательный процесс заряда частичных емкостей может вызвать появление перенапряжений до двойной амплитуды питающего напряжения.

3. Отключение преобразовательного трансформатора в режиме холостого хода или при малой нагрузке преобразователя. При этом возникают перенапряжения, вызванные обрывом намагничивающего тока трансформатора. Малые токи резко обрываются выключателем, и электромагнитная энергия цепи намагничивания может вызвать большие (до пятикратных) перенапряжения.

4. Отключение выключателем тока нагрузки. При этом возникают перенапряжения, обусловленные электромагнитной энергией, накопленной в индуктивности рассеяния силового трансформатора, индуктивностях фазовых реакторов и питающей сети. Перенапряжения аналогичного характера возникают при срабатывании защитных устройств (автоматических выключателей, предохранителей).

Рассмотренные выше эпизодические схемные перенапряжения характеризуются энергией $10-10^2$ Дж.

Схемные повторяющиеся перенапряжения связаны с действием вентилей в силовой схеме преобразователя.

1. В преобразовательных установках могут иметь место резонансные перенапряжения двух видов.

Первый вид резонансных перенапряжений связан с тем, что преобразователь потребляет из сети несинусоидальный ток. При совпадении собственной частоты контура электрической цепи с частотой одной из гармоник возникает резонанс, сопровождаемый перенапряжениями. Поскольку параметры элементов питающей сети, входящих в резонансный контур, зависят от подключенных нагрузок и источников, т. е. изменяются во времени, резонансные явления могут возникать внезапно и так же исчезать.

Второй вид резонансных перенапряжений связан с протеканием прерывистых токов. Этот режим может возникать в схемах управляемых выпрямителей, работающих на индуктивную нагрузку и содержащих емкости, образующие колебательные контуры с индуктивностями в цепи коммутации тиристоров. При пуске выпрямителя с большими углами управления в момент включения тиристора возникает колебательный процесс, ток которого может вызвать преждевременное принудительное выключение тиристора. При этом вследствие периодического перезаряда указанных емкостей напряжение на них, а следовательно, и на вентилях возрастает до 5—10-кратной величины питающего напряжения.

В связи с большой энергией уже возникших резонансных колебаний их эффективное демпфирование затруднительно. Возможность работы схемы в режимах, способствующих возникновению резонансных колебаний, необходимо исключать при расчете, проектировании и выборе режимов эксплуатации преобразователей.

2. Коммутационные схемные перенапряжения связаны с нормальным рабочим процессом преобразовательной схемы: периодическим переходом вентилей из закрытого состояния в открытое и обратно. Эти перенапряжения видны на кривой, показанной на рис. 7-1.

При включении тиристора напряжение между его электродами резко снижается от рабочего значения запираемого напряжения порядка киловольт или сотен вольт до прямого падения напряжения порядка вольт. Эти изменения напряжения прикладываются к другим венти-

лям схемы. Создаются всплески напряжения с боль крутизной фронта. На рис. 7-2 показана форма кри напряжения на тиристоре при работе преобразоват в режиме инвертирования на сеть с углом регулиро ния около 120°.

В случае последовательного соединения двух ти сторов при включении первого из них (некоторый р

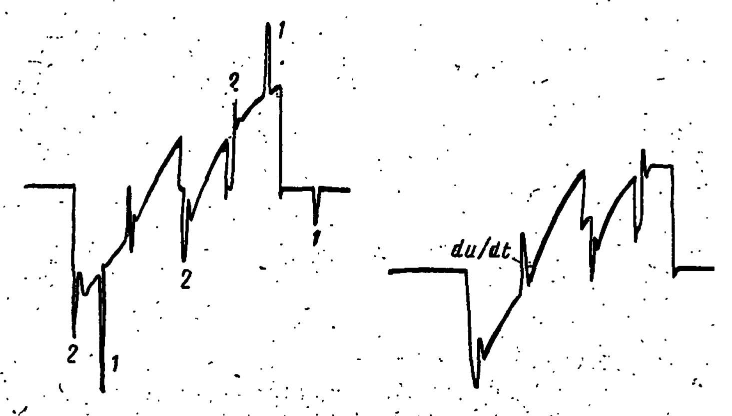


Рис. 7-1. Кривая рабочего напряжения и перенапряжения на силовых электродах тиристора в преобразовательной схеме.
1 — сетевые перенапряжения; 2 — коммутационные перенапряжения.

Рис. 7-2. Всплеск напряже с большим du/dt на электро находящегося в закрытом стоянии тиристора при вкл нии другого вентиля.

брос в моментах включения неизбежен) ко второму ристору, не успевшему перейти в открытое состоя прикладывается двойное значение запираемого рабоч напряжения.

Процесс выключения силового диода или тирист не заканчивается в момент перехода тока через нуле значение. Вследствие наличия остаточного накоплен заряда неосновных носителей в структуре вентиль не торое время остается в состоянии высокой проводимо и через него проходит обратный ток. Амплитуда обр ного тока может составить 30% прямого тока и бо Затем обратный ток более или менее быстро спад Напряжение, возникающее на электродах вентиля спадании обратного тока, является суммой рабочего пряжения $u_р$ и напряжения $L\ di/dt$, возникающего индуктивности контура коммутации за счет спада обратного тока.

При последовательном соединении диодов или тиристоров вследствие неодновременного окончания протекания обратного тока напряжение между вентилями не распределяется равномерно и воздействие перенапряжений на отдельные вентили усиливается.

Коммутационные схемные периодические перенапряжения (при отсутствии ограничительных устройств) характеризуются крутым фронтом (до 1000 В/мкс) и значительной амплитудой (до 10-кратной по отношению к $U_р$). Энергия импульса имеет порядок 1 Дж.

7-2. ДЕЙСТВИЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ НА СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Перенапряжения могут прикладываться к вентилям, находящимся в закрытом или открытом (с изменением знака напряжения) состоянии или на интервале переходного процесса.

Характер реакции вентиля на воздействующее перенапряжение зависит от крутизны фронта, амплитуды, знака прикладываемого напряжения и состояния структуры. Перенапряжения, прикладываемые к вентилю, находящемуся в закрытом состоянии, при нормальном тепловом режиме структуры безопасны для вентиля, если крутизна фронта волны находится в допустимых пределах, а суммарное напряжение (с учетом рабочего) лежит ниже допустимого значения.

Превышение допустимого значения напряжения даже на самое короткое время (порядка микросекунд) недопустимо. При этом в месте наибольшей концентрации тока на внешней границе *p-n*-перехода лавинно нарастает ток утечки, вызывающий тепловой пробой или необратимое ухудшение свойств структуры. Для лавинных вентилей перегрузка током при превышении напряжения лавинообразования ведет к шнурованию тока и тепловому пробою.

Приложение прямого напряжения с крутым фронтом может вызвать включение тиристора через силовую цепь при напряжении, меньшем допустимого в нормальном режиме. Это в большинстве случаев ведет к повреждению прибора, так как начальная площадь включенного состояния структуры в данном случае мала и при крутом нарастании тока плотность тока достигает недопустимых значений, вызывая перегрев и повреждение структуры.

Особенно снижается вентильная прочность тиристоров в случае приложения напряжения с крутым фронтом при наличии объемного заряда. Хотя в настоящее время выпускаются тиристоры, выдерживающие большие (до 1000 В/мкс) скорости нарастания прямого напряжения, применение таких приборов не всегда оправдано по технико-экономическим соображениям.

Приложение круто нарастающего напряжения обратного знака на интервале протекания прямого тока может привести к повреждению диода или тиристора при напряжении, много меньшем рабочего значения. Здесь остаточный заряд способствует искажению электрического поля запертого p-n-перехода и превышению допустимых напряженностей поля при относительно низком напряжении. Это ведет к лавинному пробою в отдельных точках p-n-перехода и к местным перегревам, вследствие которых происходит тепловой пробой, выводящий прибор из строя. Кроме того, неоднородности распределения плотности остаточного заряда могут вызвать концентрацию обратного тока, что также ведет к местным перегревам и к тепловому пробою. Такие воздействия могут иметь место как при неповторяющихся перенапряжениях, так и при «жесткой» коммутации с крутым спаданием прямого тока и резким приложением обратного напряжения (например, в схемах с шунтирующими диодами).

Следовательно, характер воздействия перенапряжений на силовые полупроводниковые приборы зависит от трех параметров: крутизны фронта волны, ее амплитуды и концентрации неосновных носителей в структуре. Стойкость к воздействию перенапряжений монокристаллических полупроводниковых приборов не может быть сопоставлена с электрической прочностью изоляции другого электротехнического оборудования. Известно, что пробивное напряжение диэлектрика тем выше, чем больше скорость нарастания напряжения и меньше длительность импульса напряжения. Исходя из таких вольт-секундных характеристик определяются нормы и выбираются средства защиты в электротехнических установках и энергосистемах. Поэтому использование силовых диодов и тиристоров в установках среднего и высокого напряжения без ограничительных устройств нецелесообразно. Без ограничительных устройств по перенапряжениям силовые диоды используются только в низковольтных установках, например в электрооборудовании авто-

мобилей. Однако здесь при напряжении питаемой сети 12 В в выпрямителе генератора применяются вентили на напряжение 250—400 В.

7-3. СПОСОБЫ ОГРАНИЧЕНИЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ И РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ОГРАНИЧИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Силовая схема преобразователя и некоторые схемы подключения защитных устройств показаны на рис. 7-3. Источник питания условно представлен напряжениями E_A, E_B, E_C, общая точка которых связана с землей через емкость C_0 (в случае заземленной нейтрали $C_0=\infty$) и индуктивностями L_c. Индуктивность контура, в котором развиваются перенапряжения, состоит из индуктивностей рассеяния преобразовательного трансформатора $L_р$, индуктивностей фазных реакторов $L_ф$, делителей тока $L_д$ и других элементов цепи. Перенапряжения могут возникать под действием внешней э. д. с. или за счет спадания тока в индуктивности. В первом случае индуктивность является фактором, ограничивающим перенапряжения. Следовательно, индуктивность должна иметь определенное значение, т. е. в случае отсутствия трансформатора должна дополняться путем введения фазных реакторов до значения, обеспечивающего ограничение сетевых перенапряжений:

$$L_ф=(0{,}04\div0{,}1)\,U_c/\omega_c I_c, \qquad (7\text{-}1)$$

где U_c — действующее значение напряжения сети, В; I_c — действующее значение тока, потребляемого преобразователем из сети, А; ω_c — угловая частота переменного напряжения питающей сети, рад/с.

Необходимо такое конструктивное выполнение реакторов, чтобы продольная (междувитковая) емкость обмотки была бы минимальной (собственная резонансная частота порядка мегагерц).

Для расчета перенапряжений на вентилях можно использовать схему замещения, содержащую устройства ограничения перенапряжений (сопротивление R и емкость C), подключенные к силовой цепи с индуктивностью L (рис. 7-4). Перенапряжения в общем случае возникают как следствие подключения контура к источнику напряжения E и спадания тока от значения I в индуктивности L (или в результате раздельного действия одного из этих факторов). Напряжение u, прикладывает-

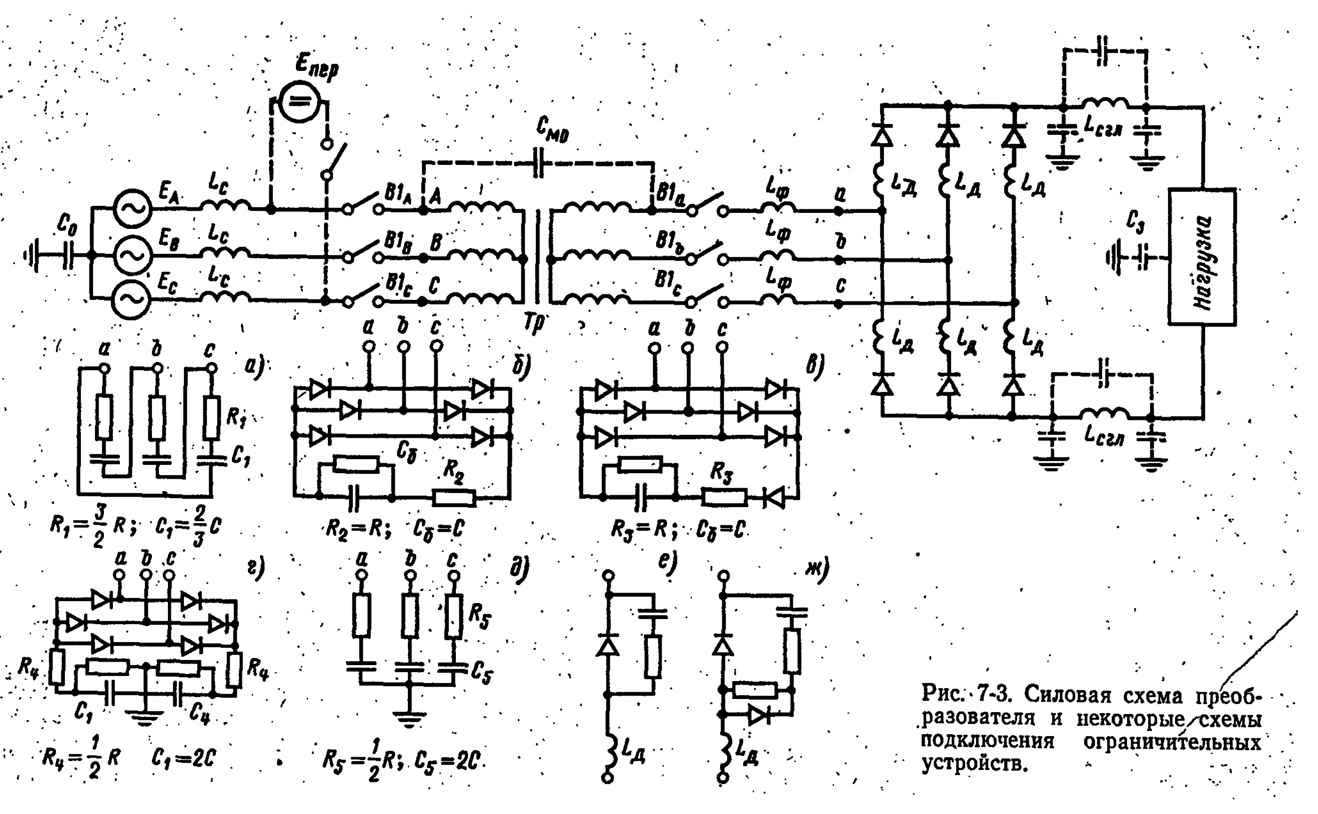


Рис. 7-3. Силовая схема преобразователя и некоторые схемы подключения ограничительных устройств.

ваемое к вентилям, возникает между точками схемы, обозначенными 1 и 2.

Совместное действие э. д. с. E и $-L\,di/dt$ воспроизводится в схеме, если ключ $K2$ замыкается (при замкнутом $K1$ и разомкнутом $K3$), а затем $K1$ размыкается в момент начала отсчета времени $t_0=0$, когда ток в цепи

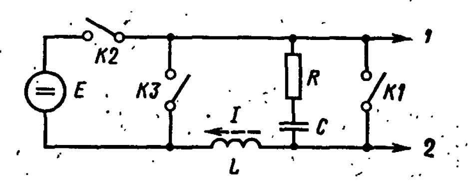


Рис. 7-4. Эквивалентная схема, представляющая возникновение перенапряжений и устройства для их ограничения. $L=2L_р+2L_ф+2L_д+2L_с$.

успел нарасти до значения, равного I. Тогда напряжение на вентилях определится выражением

$$u=E+(A\sin\omega t+B\cos\omega t)\exp(-bt), \tag{7-2}$$

где

$$A=E\frac{b}{\omega}+I\left(\frac{1}{C\omega}-\frac{Rb}{\omega}\right); \tag{7-3}$$

$$B=-E+IR; \tag{7-4}$$

$$\omega=\sqrt{\omega_0^2-b^2};\quad \omega_0=1/\sqrt{LC};\quad b=R/2L. \tag{7-5}$$

Это общее уравнение позволяет определять напряжение, воздействующее на вентили при поступлении всех рассмотренных в § 7-1 перенапряжений. Апериодический и граничный апериодический случаи здесь не рассматриваются, поскольку практически используемые значения параметров L, R и C лежат в области колебательных режимов (когда $b<\omega_0$).

Сетевые перенапряжения. Воздействие сетевых перенапряжений может быть представлено эквивалентной схемой рис. 7-4, если при разомкнутых $K1$ и $K3$ в момент начала отсчета времени $t_0=0$ замыкается $K2$ и размыкается в момент $t_1=\tau_{пер}$. Тогда уравнение (7-2) принимает вид:

$$u=E_{пер}+(A_1\sin\omega t+B_1\cos\omega t)\exp(-bt), \tag{7-6}$$

где

$$A_1=E_{пер}b/\omega, \tag{7-7}$$

$$B_1=-E_{пер} \tag{7-8}$$

получаются из (7-3) и (7-4) подстановкой $I=0$ и $E=E_{пер}$.

Решение задачи ограничения сетевых перенапряжений состоит в том, чтобы при возникновении в сети перенапряжения с амплитудой $E_{пер}$ и с длительностью $\tau_{пер}$ напряжение $u(\tau)$, воздействующее на вентили, не превосходило бы допустимого значения:

$$u(\tau) = k_{пер} E_{пер} < U_{нп} - U_{р}, \quad (7\text{-}9)$$

где $k_{пер}$ — коэффициент снижения амплитуды перенапряжения защитным устройством; $U_{р}$ — амплитуда рабочего напряжения на вентиле; $U_{нп}$ — допустимое для вентиля значение неповторяющегося напряжения.

Численное решение уравнения (7-6) в диапазоне практически приемлемых параметров показывает, что эффективное ($k_{пер} \leqslant 0{,}5$) ограничение перенапряжений достигается только при выполнении условий:

$$LC > 1{,}6\tau^2_{пер}; \quad R < 0{,}5\sqrt{L/C}.$$

При значениях параметров схемы замещения, отвечающих данным условиям, в уравнении (7-6) можно пренебречь экспоненциальным членом и представить тригонометрические функции приближенными выражениями. Тогда

$$u(\tau) = E_{пер} + E_{пер}\left(\frac{b}{\omega}\sin\omega\tau_{пер} - \cos\omega\tau_{пер}\right) \approx$$
$$\approx E_{пер}\left(1 + \frac{b}{\omega}\omega\tau_{пер} - 1 + \frac{\omega^2\tau^2_{пер}}{2}\right) =$$
$$= E_{пер}\left(\frac{R}{2L}\tau_{пер} + \frac{\tau^2_{пер}}{2LC}\right) = k_{пер}E_{пер}, \quad (7\text{-}10)$$

откуда может быть определено необходимое значение емкости

$$C = \frac{\tau^2_{пер}}{2Lk_{пер} - R\tau_{пер}}. \quad (7\text{-}11)$$

Значение сопротивления определяется методом последовательных приближений из соотношения

$$R = (0{,}2 \div 0{,}5)\sqrt{L/C}. \quad (7\text{-}12)$$

Параметры устройства для ограничения сетевых перенапряжений могут быть пересчитаны для включения RC-цепей между фазами питающего переменного напряжения согласно рис. 7-3,*а* или *д*. Однако такое включение возможно только для преобразователей относительно небольшой мощности и для ограничения перенапряжений небольшой (до 50 мкс) длительности.

В случае мощных преобразовательных установок и большей длительности перенапряжений емкости конденсаторов получаются настолько большими, а сопротивления резисторов настолько малыми, что их включение между фазами переменного напряжения становится неприемлемым. В таких случаях используется подключение RC-цепей через вспомогательный диодный мост (рис. 7-3,*б*).

В ограничении крутизны фронта и амплитуды перенапряжений, поступающих со стороны нагрузки, основную роль играет индуктивность $L_{сгл}$ сглаживающего реактора в цепи выпрямленного тока, действующая совместно с емкостью $C_б$ на стороне выпрямленного напряжения.

Сглаживание фронта волны перенапряжения ослабляется за счет продольной емкости сглаживающих реакторов, которую нужно учитывать. Расчет емкости $C_б$ и сопротивление R можно выполнить по формулам (7-11) и (7-12). Тип и номинальное напряжение конденсатора необходимо выбирать с учетом всплеска напряжения в момент подключения к сети и пульсаций выпрямленного напряжения.

Схемные перенапряжения. 1. Включение преобразовательного трансформатора или подключение преобразовательной установки к сети переменного напряжения. Особенности этих случаев состоят в том, что напряжение прикладывается не только между цепями переменного напряжения силовой схемы преобразователя, но и по отношению к земле. Поэтому средств ограничения перенапряжений, действующих только внутри силовой схемы, здесь недостаточно. Необходимо подключать к фазам переменного напряжения RC-цепи, соединенные в звезду с заземлением средней точки (рис. 7-3,*д*), или при использовании вспомогательной мостовой схемы выполнять $C_б$ из двух последовательных конденсаторов и заземлять среднюю точку их (рис. 7-3,*г*). При определении параметров конденсаторов достаточно проверить выполнение условия, чтобы их емкости были на один-два порядка больше междуобмоточной емкости силового трансформатора. Для ограничения крутых фронтов напряжения на вентилях необходимо параллельно каждому вентилю подключать RC-цепи (рис. 7-3,*е*). Практически в вентильных RC-цепях достаточно емкости 0,05—0,5 мкФ в зависимости от напряжения и характера нагрузки.

2. Отключение преобразовательного трансформатора в режиме холостого хода от сети или отключение тока нагрузки выключателем. Перенапряжения обусловлены электромагнитной энергией, накапливающейся в индуктивности $L_{нам}$ намагничивающего контура трансформатора или в индуктивности $L_р$ рассеяния трансформатора, а также фазных реакторов.

Оба последних случая также сводятся в схеме замещения рис. 7-4, если принять, что предварительно ключ *K1* замыкается (при замкнутом *K2* и разомкнутом *K3*) и остается замкнутым до момента нарастания тока до значения I, затем одновременно размыкается ключ *K2* и замыкается *K3*, после чего в момент начала отсчета времени $t_0=0$ размыкается *K1*. В уравнении (7-2) следует положить $E=0$; тогда

$$u=(A_2\sin\omega t+B_2\cos\omega t)\exp(-bt), \qquad (7\text{-}13)$$

где

$$A_2=I\left(\frac{1}{C\omega}-\frac{Rb}{\omega}\right); \qquad (7\text{-}14)$$

$$B_2=IR. \qquad (7\text{-}15)$$

Поставив условие, чтобы u на интервале $0\leqslant t\leqslant \leqslant\pi\sqrt{LC}$ не превышало $U_{нп}-U_р$, получим:

$$u(0)<(U_{нп}-U_р); \qquad (7\text{-}16)$$

$$(A_2\sin\omega t+B_2\cos\omega t)\exp(-bt)< <U_{нп}-U_р. \qquad (7\text{-}17)$$

Это условие выполняется только в случае, если

$$\left.\begin{aligned} &R<\frac{U_{нп}-U_р}{I};\\ &C=\frac{2W_L}{U^2_{нп}-U^2_р}=\frac{LI^2}{U^2_{нп}-U^2_р}. \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}18)$$

Для выражения $L_{нам}$ через параметры реальных элементов преобразовательного устройства определим энергию, накапливающуюся в контуре индуктивности намагничивающего тока:

$$W_L=\frac{L_{нам}I^2}{2}=\frac{L_{нам}k^2_{нам}I^2_{нам}}{2}=\frac{U_нk^2_{нам}I^2_{нам}}{2\omega_cI_{нам}}= =\frac{k^2_{нам}\varepsilon I_нU_н}{2\omega_c}=\frac{\varepsilon S_тk^2_{нам}}{2\omega_c}, \qquad (7\text{-}19)$$

где $I_{нам}$ — амплитудное значение намагничивающего тока, А; $I_н$ — номинальный ток трансформатора, А; $U_н$ — номинальное напряжение трансформатора, В; $S_т$ — номинальная мощность трансформатора, В·А; $k_{нам}$ — отношение амплитудного значения намагничивающего тока к действующему; ε — отношение $I_{нам}$ к $I_н$; ω_c — угловая частота переменного напряжения сети, рад/с.

Из выражений (7-18) и (7-19) определяется емкость

$$C = \frac{\varepsilon S_т k^2_{нам}}{\omega_c (U^2_{нп} - U^2_р)}. \qquad (7\text{-}20)$$

Для случая трехфазного трансформатора формула (7-20) принимает вид:

$$C = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon S_т k^2_{нам}}{\omega_c (U^2_{нп} - U^2_р)}. \qquad (7\text{-}20а)$$

Энергия, накапливающаяся в индуктивности $L_р$ рассеяния трансформатора или фазных реакторов,

$$W = \frac{L_р I^2}{2} = \frac{u_к k^2_п I'^2_н U'_н}{2\omega_c I'_н} = \frac{u_к S_н k^2_п}{2\omega_c}, \qquad (7\text{-}21)$$

где $S_н$ — номинальная мощность трансформатора или преобразователя (при подключении без трансформатора); $u_к$ — напряжение короткого замыкания (относительное значение); $I'_н$ — номинальный ток вторичной обмотки, А; $k_п$ — отношение амплитуды тока при перегрузке к $I_н$.

Из выражений (7-18) и (7-21) определяется емкость

$$C = \frac{u_к S_н k^2_п}{\omega_c (U^2_{нп} - U^2_р)}. \qquad (7\text{-}22)$$

В случае трехфазного трансформатора формула (7-22) принимает вид:

$$C = \frac{2}{3} \frac{u_к S_т k^2_п}{\omega_c (U^2_{нп} - U^2_р)}. \qquad (7\text{-}22а)$$

Если в преобразовательной установке возможны оба рассмотренных случая, для емкости ограничивающего устройства берется большее значение. Сопротивление также выбирается по наибольшему значению тока. Обычно это соответствует:

$$R \leqslant \frac{U_{нп} - U_р}{k_п I_н}. \qquad (7\text{-}23)$$

В зависимости от значений параметров выбирается схема подключения и производится пересчет данных согласно рис. 7-3.

Перенапряжения, возникающие при срабатывании предохранителей и других коммутационных аппаратов в схеме преобразователя. Уровень перенапряжения обычно ограничивается за счет соответствующих параметров и характеристик этих аппаратов. Так, указывается, что напряжение горения дуги быстродействующих предохранителей не должна превышать $(1,5 \div 2,0) U_р$. Когда выполнение этих требований невозможно (например, при отключении малых токов контакторами и воздушными выключателями) или нецелесообразно (из-за возрастания длительности протекания аварийного тока), применяются дополнительные меры ограничения перенапряжений (RC-цепи, варисторы).

Перенапряжения, возникающие при включении тиристоров. В процессе включения тиристор может быть представлен источником экспоненциально спадающего напряжения с постоянной времени около 1 мкс. Создаваемая им волна напряжения с крутым фронтом поступает на другие вентили преобразовательной схемы, вызывая всплески напряжения положительной или отрицательной полярности.

Этот всплеск может быть ограничен только за счет введения в цепь последовательной индуктивности. В большинстве случаев при наличии RC-цепей бывает достаточно индуктивностей реакторов, предназначенных для деления тока между параллельными вентилями или реакторов для ограничения di/dt.

Перенапряжения, возникающие при выключении вентилей. Процесс выключения прибора с протеканием обратного тока иллюстрирует рис. 7-5. При протекании прямого тока в структуре вентиля накапливаются неосновные носители заряда. Накопленный заряд $Q_{ост}$ в момент спадания прямого тока до нуля зависит от скорости спадания тока, прямого тока, физических параметров и температуры структуры. Процесс выключения прибора может быть разбит на два этапа:

1. Протекание не ограничиваемого прибором обратного тока, когда вентиль эквивалентен короткому замыканию и потерями в структуре можно пренебрегать. Обратный ток нарастает со скоростью $di/dt = U_к/L$, где $U_к \leqslant U_р$ — коммутирующее напряжение, до зна-

чения I. Соответственно в индуктивности L накапливается энергия

$$W_L = \frac{LI^2}{2} = \int_0^{t_1} u_к i\, dt = U_к Q'_{ост}, \qquad (7\text{-}24)$$

где $Q'_{ост}$ — остаточный заряд, накопленный на интервале t_0—t_1.

2. В течение второго интервала процесса выключения вентиль можно рассматривать как источник тока, спа-

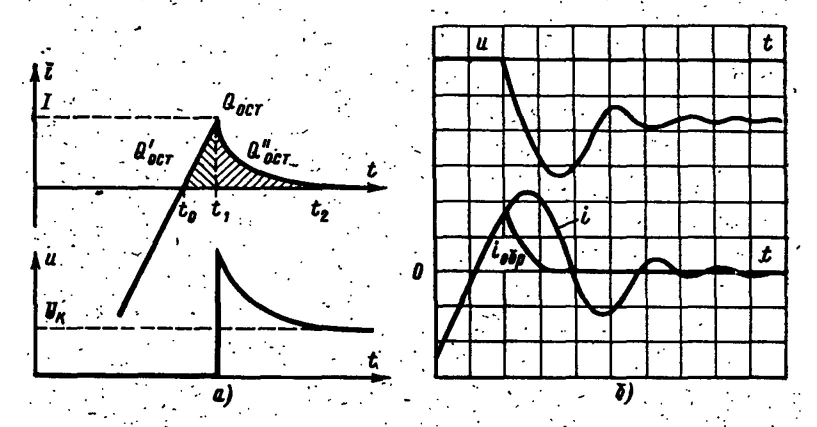


Рис. 7-5.

а — процесс запирания полупроводникового вентиля без *RC*-цепи (идеализированная кривая); *б* — процесс запирания силового диода с *RC*-цепью (осциллограмма).

дающего по закону, близкому к экспоненциальному. При этом в структуре вентиля (при отсутствии ограничительных устройств) выделяется энергия

$$W_в = \int_{t_1}^{t_2} \left(U_к + L\frac{di_{обр}}{dt}\right) i_{обр}\, dt =$$

$$= \int_{t_1}^{t_2} U_к i_{обр}\, dt + \int_{t_1}^{t_2} L\frac{di_{обр}}{dt} i_{обр}\, dt = U_к Q''_{ост} +$$

$$+ L\int_I^0 i_{обр}\, di_{обр} = U_к Q''_{ост} + \frac{LI^2}{2} = U_к (Q''_{ост} + Q'_{ост}) = U_к Q_{ост}. \qquad (7\text{-}25)$$

В первом приближении емкость конденсатора подключаемой RC-цепи рассчитывается исходя из поглощения энергии, накапливающейся в L на первой фазе выключения, по формуле

$$C = \frac{2Q'_{\text{ост}}}{U_{\text{р}}} \approx \frac{Q_{\text{ост}}}{U_{\text{р}}}. \qquad (7\text{-}26)$$

амплитуда рабочего напр. на вентиле

Значение $Q_{\text{ост}}$ для диодов и тиристоров приводится в каталогах. Выбор сопротивления в первом приближении производится из соотношения

$$R \leqslant \sqrt{L/C}. \qquad (7\text{-}27)$$

Сопротивления и емкости корректируются с учетом следующих условий.

Процесс выключения вентиля. Увеличение сопротивления R ведет к уменьшению выброса напряжения. Но амплитуда напряжения $U_{\text{а}}$ приходится на интервал протекания большого обратного тока, что обусловливает выделение значительных потерь в структуре прибора (рис. 7-5,*а*). Кроме того, скорость нарастания напряжения может превзойти скорость восстановления электрической прочности *p-n*-перехода, что создаст опасность пробоя структуры при напряжении, меньшем $U_{\text{п}}$*. С уменьшением сопротивления R увеличивается амплитуда выброса напряжения $U_{\text{а}}$, но выброс напряжения прикладывается на интервале малых значений обратного тока и потери, выделяющиеся в структуре, уменьшаются (рис. 7-5,*б*). К моменту приложения амплитуды напряжения вентильная прочность структуры уже полностью восстановится и вентиль может выдержать напряжение, равное $U_{\text{п}}$.

Поэтому с точки зрения улучшения процесса выключения и снижения воздействия фронта прямого напряжения на тиристоры, находящиеся в закрытом состоянии, уменьшение сопротивления RC-цепи, ведущее к уменьшению du/dt, благоприятно, несмотря на некоторое увеличение амплитуды выброса напряжения. Уменьшение амплитуды $U_{\text{а}}$ может быть достигнуто за счет увеличения емкости RC-цепи. Предел здесь ставится возрастанием потерь в схеме преобразователя. Кроме того, необходимо обеспечивать затухание колебаний в LRC-контуре к моменту следующей коммутации.

---

* $U_{\text{п}}$ — допустимое значение повторяющегося напряжения.

При повышенных частотах потери запирания сильно возрастают и могут даже превзойти потери от прямого тока. В таких случаях необходимо применять специальные силовые высокочастотные диоды с малым накапливаемым зарядом.

Процесс включения тиристора. При уменьшении сопротивления R возрастает амплитуда тока разряда конденсатора через тиристор. Это ведет к увеличению потерь в структуре. Известно также, что ступень начального тока в момент включения тиристора не должна превосходить определенного значения (30—40 А). Следовательно, с точки зрения нормализации процесса включения тиристора имеется предел уменьшения сопротивления RC-цепи. Часто не удается найти согласованное значение сопротивления, приемлемое как для процесса включения, так и для процесса выключения. Тогда применяется схема с подключением RC-контура через вспомогательный диод.

Оптимизация параметров RC-контуров по компромиссному критерию $U_а$ du/dt. Силовые диоды характеризуются резким спаданием обратного тока, поэтому оптимизирующий расчет [Л. 108] основывается на численном решении уравнения (7-2) для u и уравнения для du/dt, которое получается дифференцированием (7-2). Пример полученных зависимостей относительных величин $U_а/U_р$, $G=b/\omega_0$ и $H=(du/dt)/\omega_0 U_к$ от величины $F=I\sqrt{L/C}/U_к$ приведен на рис. 7-6. Расчет параметров RC-цепи ведется здесь в следующем порядке:

1. На основании значения $U_п$ выбирается $U_а/U_р$ и по рис. 7-6 определяется соответствующее значение F.

2. Для данного F по рис. 7-6 берутся значения G и H.

3. Определяются значения C, R, ω_0 и du/dt из выражений:

$$C=L(I/U_р F)^2; \qquad (7\text{-}28)$$

$$R=2G\sqrt{L/C}; \qquad (7\text{-}29)$$

$$\omega_0=1/\sqrt{LC}; \qquad (7\text{-}30)$$

$$du/dt=HU_р\omega_0. \qquad (7\text{-}31)$$

Тиристоры и некоторые диоды характеризуются конечным временем спадания обратного тока по отноше-

нию к процессу демпфирования. При учете спадания обратного тока по закону [Л. 109]

$$i = I \exp(-t/\tau_в). \qquad (7\text{-}32)$$

Получается следующее уравнение для напряжения на вентиле:

$$u = E + (A_з \sin \omega t + B_з \cos \omega t) \exp(-bt) + + D \exp(-t/\tau_в), \qquad (7\text{-}33)$$

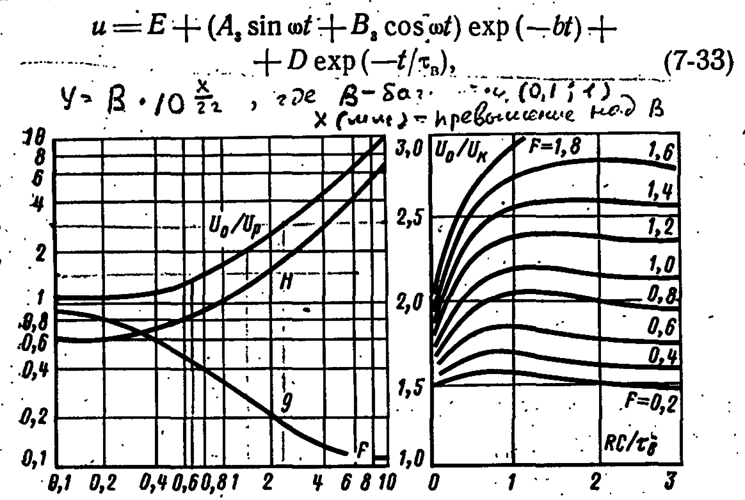


Рис. 7-6. Зависимость относительных амплитуды выброса напряжения $U_а$ и du/dt от параметров процесса запирания.

Рис. 7-7. Зависимость выброса напряжения на вентиле от параметров процесса запирания.

где

$$A_з = E\frac{b}{\omega} + I\frac{R\tau_в + 2L - R^2C}{2\omega_0(\tau^2_в - RC\tau_в + LC)}; \qquad (7\text{-}34)$$

$$B_з = -E + I\frac{L\tau_в - RLC}{(\tau^2_в - RC\tau_в + LC)}; \qquad (7\text{-}35)$$

$$D = I\frac{L\tau_в - RLC}{(\tau^2_в - RC\tau_в + LC)}. \qquad (7\text{-}36)$$

На основании численного решения уравнения (7-33) получены зависимости амплитуды выброса напряжения на вентиле от параметра $RC/\tau_в$ для различных значений $F = I\sqrt{LC}/U_к$ (рис. 7-7).

Использование ЭВМ позволяет получить нужные зависимости путем численного решения уравнений (7-2) или (7-33) с использованием значений параметров, ха-

рактерных для каждого конкретного случая, и производить выбор целесообразных значений L, R и C. Может быть учтена и необходимость выполнения индуктивностями и других функций: ограничения токов короткого замыкания, снижения di/dt, деления тока и т. п., а также уменьшения потерь энергии в схеме преобразовательной установки.

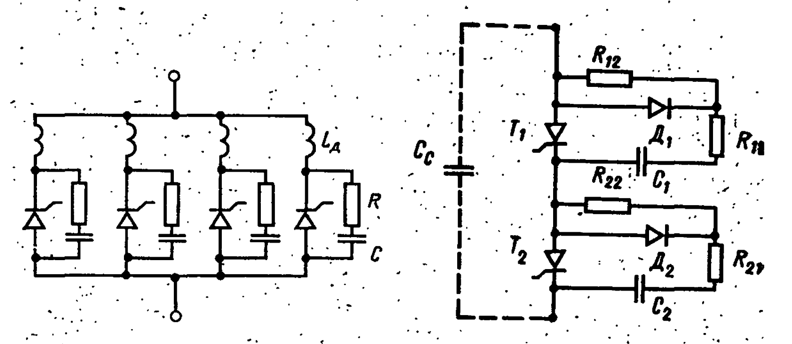


Рис. 7-8. Схема параллельного соединения тиристоров.

Рис. 7-9. Схема последовательного соединения тиристоров.

При расчете потерь в RC-цепях можно в большинстве случаев при рабочей частоте 50 Гц пренебрегать потерями, связанными с основной гармоникой, а учитывать только потери, обусловленные процессами коммутации.

7-4. СПОСОБЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ОГРАНИЧИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

При подключении RC-цепей параллельно вентилям (см. рис. 7-3,*е* и *ж*) ограничиваются амплитуда перенапряжения и du/dt. Подключение RC-цепей необходимо и для деления напряжения при последовательном соединении вентилей. В случае параллельного соединения тиристоров (рис. 7-8) при выборе индуктивностей делителей тока необходимо обращать внимание на то, чтобы конденсаторы всех RC-контуров не разряжались бы через тиристор, включающийся первым.

При использовании схемы подключения с вспомогательным диодом (см. рис. 7-3,*ж*) необходимо применять высокочастотные вспомогательные диоды с малым накапливаемым зарядом. В противном случае в схеме будут возникать перенапряжения и медленно затухающие колебания, а также возрастут потери в тиристоре.

В случае последовательного включения тиристоров (рис. 7-9) при опережающем включении, например, T_1

конденсатор C_2 будет заряжаться через T_1 по контуру, содержащему T_1—D_2—R_{21}—C_2, и через T_1 пройдет большой ток. Для исключения этого явления в цепь необходимо включать дополнительные индуктивности (рис. 7-10).

При подключении RC-цепей между фазами переменного напряжения (см. рис. 7-3,*а*) не возникает резонансных перенапряжений в режиме прерывистых токов, поэтому эта схема применяется в большинстве управляемых преобразователей. С точки зрения схемы замещения в режиме непрерывного тока подключения RC-цепей параллельно каждому вентилю и между фазами одинаковы. Но в последнем случае не ограничивается du/dt на вентилях в момент, когда подается напряжение сети, и вентили не защищаются от перенапряжений, возникающих на индуктивностях делителей тока или реакторах, ограничивающих di/dt. Поэтому в данном случае целесообразно подключение дополнительных RC-цепей с небольшими конденсаторами параллельно каждому вентилю.

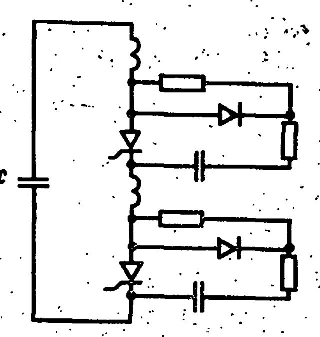


Рис. 7-10. Схема последовательного соединения тиристоров с ограничением броска тока при отпирании.

Подключение устройств ограничения перенапряжений на первичной стороне преобразовательного трансформатора может быть применено в выпрямительных установках высокого напряжения малой и средней мощности.

Подключение конденсаторов через вспомогательный диодный мост (см. рис. 7-3,*б*). Сопротивление $R_б$ должно обеспечивать достаточно быстрый разряд конденсатора $C_б$. Это сопротивление выбирается из соотношения

$$R_б \approx (C_б f)^{-1}, \qquad (7\text{-}37)$$

где f — частота переменного напряжения сети.

Вспомогательные диоды должны быть выбраны так, чтобы их граничные допустимые значения импульсного тока для интервала времени $t = \pi\sqrt{LC}$ были бы примерно вдвое больше амплитудного значения тока $I_{зар} = \sqrt{2}U_c \times \times \sqrt{C_б/L}$, который протекает при включении преобразователя на напряжение сети.

При включении переменного напряжения конденсатор $C_б$ может через индуктивность L зарядиться почти до двойной амплитуды переменного напряжения сети. Вспомогательные диоды должны быть рассчитаны на напряжение, равное тройному амплитудному напряжению

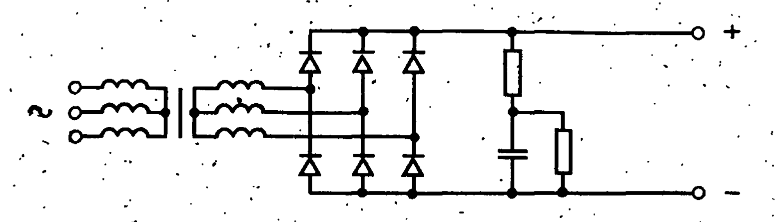


Рис. 7-11. Подключение ограничительного устройства с RC-цепью на стороне выпрямленного напряжения.

сети, или может быть установлен вспомогательный диод (см. рис. 7-3,*в*), принимающий на себя напряжение конденсатора $C_б$.

Подключение ограничительного устройства на стороне выпрямленного напряжения используется, как правило, в неуправляемых выпрямительных установках (рис. 7-11).

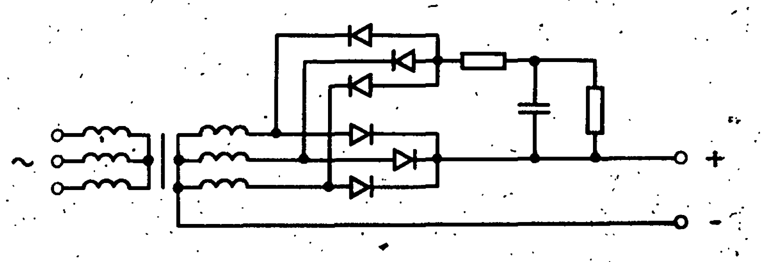


Рис. 7-12. Подключение RC-цепи при схеме преобразователя со средней точкой.

В случае неуправляемых выпрямительных установок с нулевой схемой выпрямления RC-цепи могут быть подключены через вспомогательный диодный выпрямитель, образующий с диодами силовой схемы выпрямительный мост (рис. 7-12). Однако такое устройство не защищает от перенапряжений, идущих со стороны нагрузки.

При использовании лавинных диодов ограничиваются коммутационные перенапряжения с энергией порядка

1 *Дж*, но не ограничивается du/dt. Если в схеме нет параллельного соединения вентилей, лавинные диоды ограничивают собственные перенапряжения и задают распределение напряжения при последовательном соединении. Во всех случаях существенно, чтобы напряжение

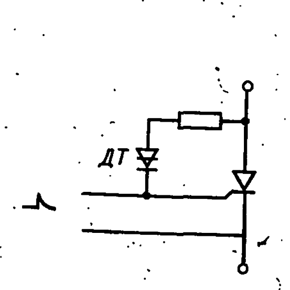


Рис. 7-13. Схема защиты тиристора от включения через силовую цепь.

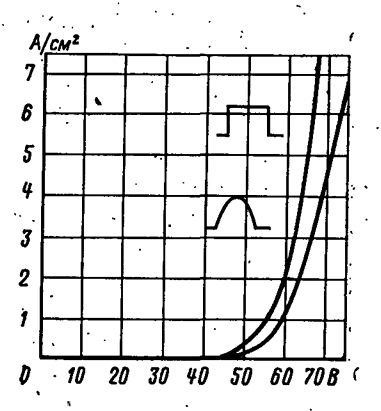


Рис. 7-14. Вольт-амперные характеристики (в обратном направлении) селеновых ограничителей напряжения.

лавинообразования данного прибора (или суммарное напряжение лавинообразования при последовательном соединении) не менее чем на 50% превосходило бы амплитуду рабочего напряжения. По верхнему пределу напряжение лавинообразования в данном случае не ограничивается.

Лавинные диоды могут применяться для защиты силовых вентилей. Они подключаются параллельно им и обычно не несут токовой нагрузки. При этом остается указанное выше условие для нижнего предела напряжения лавинообразования, а верхний предел должен лежать ниже, чем наименьшее периодическое напряжение защищаемых силовых вентилей.

Для защиты тиристоров применяются встречно-последовательно соединенные лавинные диоды или неполяризованные кремниевые ограничители напряжения.

Для защиты тиристоров от включения через анодную цепь используется схема, показанная на рис. 7-13.

Здесь динистор ДТ выбирается из условия, что его напряжение переключения меньше, чем допустимое прямое напряжение тиристора, и условия обеспечения достаточного тока для включения тиристора через управляющий электрод.

В современных преобразовательных установках для защиты от сетевых и неповторяющихся схемных перенапряжений используются ограничительные устройства с нелинейными резисторами — варисторами.

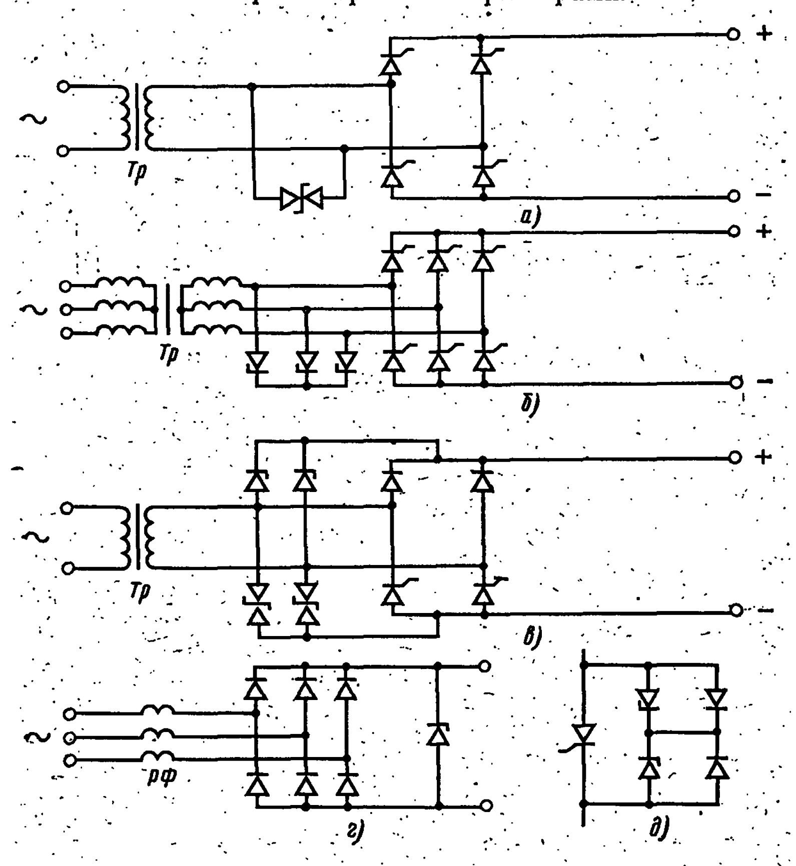


Рис. 7-15. Некоторые схемы подключения селеновых ограничителей напряжения.

а — для однофазного управляемого мостового преобразователя; *б* — то же трехфазного; *в* — то же однофазного полууправляемого; *г* — для неуправляемых выпрямителей с подключением ограничительного устройства на стороне выпрямленного напряжения; *д* — для защиты тиристора неполяризованным селеновым ограничителем напряжения с вспомогательными диодами для шунтирования прямого падения напряжения.

Селеновые ограничители напряжения собираются из отдельных элементов. Соответственно ожидаемому сопровождающему току при перенапряжении выбираются элементы нужной площади, а исходя из рабочего напряжения определяется число элементов, соединяемых

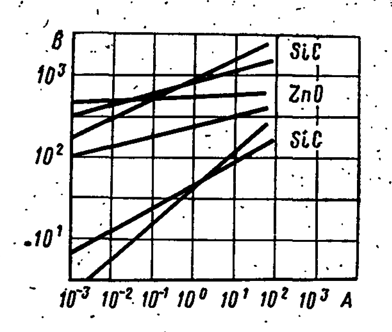


Рис. 7-16. Вольт-амперные характеристики варисторов из карбида кремния (SiC) и из окиси цинка (ZnO).

последовательно. Пример вольт-амперной характеристики селенового ограничителя напряжения приведен на рис. 7-14. Некоторые схемы подключения селеновых ограничителей напряжения показаны на рис. 7-15.

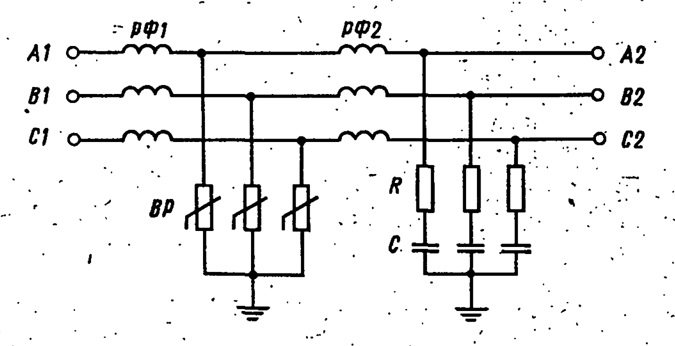


Рис. 7-17. Схема подключения варисторов (ВР): первая ступень (*РФ1* и *ВР*) — ограничивает амплитуду перенапряжения; вторая ступень (*РФ2* и *RC*-цепи) — ограничивает крутизну фронта и амплитуду $U_а$.

Применяются также варисторы на основе карбида кремния и окиси цинка [Л. 110]. Их характеристики приведены на рис. 7-16. Допустимая энергия перенапряжения, рассеиваемая в одном импульсе, достигает 10^3 Дж. Одна из схем подключения варисторов показана на рис. 7-17. С целью получения лучших защитных

характеристик последовательно с варистором может быть включен тиристор, управляемый через стабилитрон (аналогично рис. 7-13).

Устройства с нелинейными резисторами не могут ограничивать скорость нарастания напряжения на фронте волны. Поэтому они комбинируются с *RC*-цепями.

Некоторые рекомендации по применению схем ограничительных устройств с *RC*-цепями даны в табл. 7-1.

Таблица 7-1

Рекомендуемые схемы ограничительных устройств для преобразовательных установок

Вид нагрузки	Вид установки			
	малой и средней мощности		большой мощности	
	неуправляемая	управляемая	неуправляемая	управляемая
Активная	1 или 2	3+4+1 или 5+4+1	6+4+1	5+6+7+8+1
Индуктивная	1 или 1+2	(3 или 5) + +4+1+10+ +11	6+4+1+11	5+6+7+9+ +1+10+11
Двигатель	1+12 или 3+4+1+12	(3 или 5) + +4+1+10+ +12	6+4+1+ +11+12	5+6+7+9 + +1+10+11+ +12

1 — рис. 7-11; 2 — рис. 7-12; 3 — рис. 7-3, *а* или *д*; 4 — рис. 7-3, *е* или *ж*; 5 — рис. 7-3, *б*, *в* или *г*; 6 — рис. 7-17; 7 — рис. 7-8; 8 — рис. 7-9; 9 — рис. 7-10; 10 — параллельное подключение варистора с шунтирующим диодом; 11 — подключение варистора через тиристор по схеме 7-13; 12 — подключение активного сопротивления (балластной нагрузки) через вентильный коммутатор или контактор.

Вентильные ограничители напряжения (кремниевые, селеновые) и ограничительные устройства на их основе могут применяться как дополнение к схемам с *RC*-цепями для улучшения характеристик ограничительных устройств. Обязательным условием является тщательный учет указанных выше свойств тех и других устройств.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

8-1. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ АГРЕГАТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

В качестве мощных источников энергии постоянного тока для электролиза цветных металлов, хлора, питания вакуумных дуговых печей и т. д. применяют полупроводниковые выпрямители. Полупроводниковые выпрямительные агрегаты позволяют автоматически поддерживать заданный выпрямленный ток или изменить его по заданной программе, обеспечивающей наиболее рациональное использование технологического оборудования.

Внешняя характеристика выпрямительного агрегата,

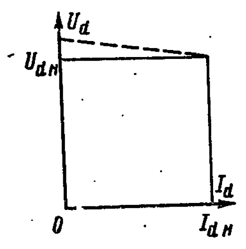


Рис. 8-1. Внешняя характеристика выпрямительного агрегата для электролиза.

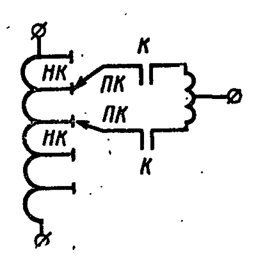


Рис. 8-2. Схема ступенчатого регулирования напряжения.

предназначенного для питания электролизеров, показана на рис. 8-1 (пунктиром изображена нерабочая часть характеристики). В настоящее время реализуется следующая шкала номинальных токов: 6,25; 12,5; 25; 50; 75; 100; 150 кА. При этом обеспечение токов свыше 25 кА производится включением выпрямителей на параллельную работу. Номинальное выпрямленное напряжение в зависимости от типа агрегата имеет следующие значения: 75; 150; 300; 450; 600; 850 В.

Электролизные выпрямители характеризуются большой глубиной регулирования. Так, для электролиза

магния диапазон изменения напряжения должен составлять 40—450 В, алюминия 60—450 В или 60—850 В, натрия 85—450 В.

Понижение выпрямленного напряжения необходимо на время пуска электролизных ванн. В этом режиме производится поочередное включение ванн с небольшим падением напряжения на каждой из них. Регулирование напряжения в режиме пуска — ручное, с местного пульта управления.

Плавность регулирования выходного напряжения является общим требованием для всех видов выпрямителей, питающих электролизные ванны. Это требование вытекает из необходимости обеспечения в режиме нормальной эксплуатации автоматической стабилизации выходного тока в диапазоне изменения напряжения от 0,6 $U_{dн}$ до $U_{dн}$. В агрегатах для электролиза меди диапазон изменения напряжения больше — от 0,33 $U_{dн}$ до $U_{dн}$.

Большая глубина регулирования позволяет поддерживать неизменный ток электролиза при отключении по той или иной причине одной или нескольких ванн: при специфических явлениях электролизного процесса (появление вспышек на ваннах), при колебаниях напряжения питающей сети.

Для обеспечения необходимой зоны регулирования применяются следующие основные способы:

а) ступенчатое регулирование напряжения переключением ответвлений на первичной стороне силового трансформатора без отключения нагрузки;

б) комбинированное (плавное) регулирование — переключение ответвлений на первичной стороне силового трансформатора с одновременным регулированием с помощью регулировочных насыщающихся реакторов или в последние годы с помощью тиристоров в пределах каждой ступени. Регулирование выходного напряжения во всем диапазоне только с помощью реакторов не применяется, так как является неэкономичным в связи с понижением коэффициента мощности и большой габаритной мощностью реакторов.

В связи с тем, что выпрямители для электролиза цветных металлов должны обеспечивать стабилизацию тока с высокой точностью (около 1%), число ступеней при переключении должно быть большим, а изменение выходного напряжения при переходе на очередную сту-

пень не должно превышать

$$\Delta U_{d,\%} = \Delta I_{d,\%} \left(1 - \frac{E_{\%}}{100}\right),$$

где E — противо-э. д. с. электролиза.

В отечественных установках применены переключатели типа РНТ-13, имеющие 17 ступеней и позволяющие без ревизии производить 40 тыс. переключений. В последнее время разработано переключающее устройство РНВ-2, имеющее 19 ступеней и дающее 75—150 тыс. переключений. Эти переключатели применяются в установках мощностью до 75 МВт.

Схема ступенчатого регулирования приведена на рис. 8-2. Два подвижных контакта $ПК$ могут находиться на одном неподвижном контакте $НК$ или на двух рядом стоящих неподвижных контактах. Этим достигается получение 17 ступеней при 9 ответвлениях от первичной обмотки (для переключателя РНТ-13).

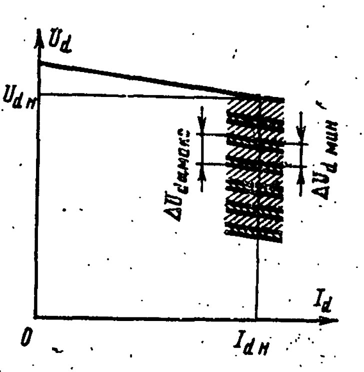


Рис. 8-3. Зона регулирования при комбинированном управлении.

Регулирование напряжения переключением ответвлений дает возможность сохранить на всех ступенях наиболее высокий коэффициент мощности. Такой вид регулирования прост и экономичен, однако ему присущи и серьезные недостатки — инерционность регулирования, наличие подвижных изнашивающихся частей, недостаточный срок службы переключателей в связи с большим числом переключений.

Широкое применение получил комбинированный метод регулирования напряжения — с помощью трансформатора и насыщающихся реакторов, включенных в плечи выпрямительного моста. Дроссели насыщения предназначены в этом случае для плавного регулирования выходного напряжения в пределах каждой ступени. Зона регулирования при комбинированном управлении показана на рис. 8-3. Из рисунка видно, что глубина регулирования насыщающимися реакторами, составляющая

обычно 10—20 В, несколько превышает напряжение одной ступени с обеспечением перекрытия между ступенями.

Данный способ регулирования достаточно экономичен, позволяет быстро и плавно изменять выходное напряжение в широких пределах, высоконадежен, характерен сравнительно простыми схемами управления.

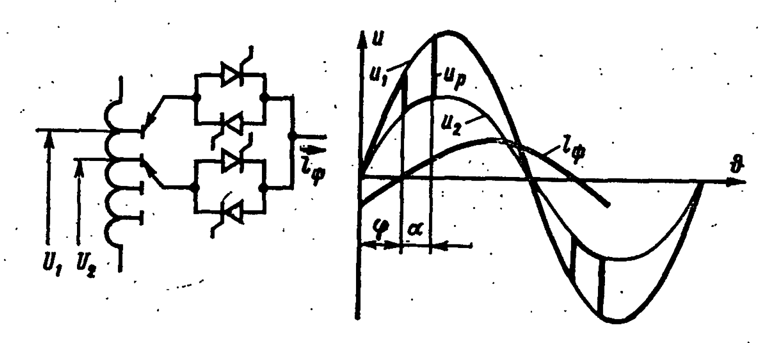


Рис. 8-4. Способ регулирования выходного напряжения мощных выпрямителей с помощью тиристоров.

При регулировании реакторами коэффициент мощности ниже по сравнению с его значением при ступенчатом регулировании — он колеблется в пределах 0,92—0,85. Однако повышается срок службы переключателей в связи с уменьшением числа переключений в процессе стабилизации тока. Большой эффект может дать применение тиристоров для переключения отпаек на первичной стороне силового трансформатора с одновременным плавным регулированием в пределах ступени (рис. 8-4). В этом случае тиристоры играют роль бесконтактных контакторов и одновременно регуляторов напряжения. Регулирование напряжения основано на переключении в течение полупериода с помощью встречно-параллельных тиристоров двух близлежащих отпаек силового трансформатора. Такой способ регулирования поясняется рис. 8-4 (результирующее напряжение u показано жирной линией).

Описанный метод не требует большого числа тиристоров; тиристорные блоки не должны иметь большого числа параллельно и последовательно соединенных тиристоров. Схема экономична, позволяет повысить срок службы электролизной установки.

Для питания электролизеров выпрямители выполняются по трехфазной мостовой или шестифазной схеме с уравнительным реактором. Тип схемы определяется выпрямленным напряжением: при выходном напряжении 150 В и ниже целесообразнее применять шестифазную схему с уравнительным реактором. При более высоких напряжениях экономичнее трехфазная мостовая схема, с применением которой, как показывают расчеты для $U_{dн}$=300 В, стоимость трансформатора снижается на 16%, потери в выпрямителе на 12,5%, а коэффициент мощности повышается на 0,01—0,05.

В связи с большими мощностями электролизных установок вопросом первостепенной важности является максимальное снижение высших гармоник первичного тока. В этом отношении лучшим способом является переход с 6-фазного на 12-фазное выпрямление. Для мостовой схемы 12-фазный режим обеспечивается применением трехобмоточного трансформатора. При этом первичная обмотка соединяется в звезду или треугольник, а вторичные — одна в звезду, другая — в треугольник.

Расчеты показывают, что стоимость трехобмоточного трансформатора возрастает примерно на 25%, а коэффициент мощности увеличивается на 4%. Даже при сравнительно небольшой мощности электролизной установки в 1000 кВт дополнительные затраты окупаются примерно за 3000 ч.

Как правило, для питания электролизеров создаются мощные преобразовательные подстанции из нескольких параллельно работающих агрегатов. В этом случае при меньших затратах можно обеспечить не только эквивалентный 12-фазный режим, но и 24-фазный.

В связи с использованием эквивалентного 12-фазного режима в выпрямительных агрегатах предусмотрена параллельная работа выпрямительных мостов, которые подключены к двум вторичным обмоткам силового трансформатора. Ввиду того, что вторичные обмотки включены в звезду и треугольник, распределение нагрузки между мостами будет заведомо неравномерным из-за неравенства коэффициентов трансформации обмоток. Для компенсации этого разбаланса применяются реакторы, индуктивность которых изменяется регулированием воздушного зазора либо изменением числа стержней в общем магнитопроводе.

При параллельной работе выпрямителей нормальное распределение токов обеспечивается благодаря системе стабилизации тока каждого выпрямителя.

В плечах выпрямительных мостов электролизных агрегатов содержится большое число параллельно соединенных вентилей. Распределение токов в пределах нормы обеспечивается либо с помощью индуктивных делителей, либо подбором вентилей. Индуктивные делители тока увеличивают габариты и стоимость силовых выпрямительных шкафов, поэтому их стремятся исключить из схемы. Вентили с разбросом по классификационным прямым падениям в пределах 0,02 В включаются в параллель без выравнивающих устройств; распределение токов при этом лежит в пределах ±15%. Кроме того, силовая ошиновка выполняется так, что она обеспечивает взаимную компенсацию магнитных полей. Это также способствует равномерному делению токов в параллельных ветвях. Защита выпрямителей для электролиза в аварийных режимах осуществляется быстродействующими автоматическими выключателями. При пробое вентиля защитным средством служат быстродействующие предохранители ПНБ5-660/400 или ПНБ5-380/400.

Для питания электролизных ванн в цветной металлургии и химическом производстве отечественной промышленностью серийно выпускаются полупроводниковые выпрямительные агрегаты типа ВАКД и ВАКВ [Л. 99]. Эти агрегаты предназначены для установки на вновь проектируемых объектах и для полной замены устаревшего преобразовательного оборудования подстанций. Для замены механических (контактных) и ртутных выпрямителей с сохранением трансформаторного оборудования предназначены соответственно преобразователи ПКВМ и ПКВВ. В выпрямителях серий ВАКВ2, ПКВВ и ПКВМ применяется двухконтурное водяное охлаждение с технической водой во внешнем контуре и дистиллированной — во внутреннем. Агрегаты серии ВАКД имеют выпрямительные блоки, предназначенные для воздушного принудительного охлаждения.

Выпрямители выполнены на лавинных вентилях. Выпрямители с выходным напряжением ниже 600 В содержат один диод в каждой параллельной ветви, а с выходным напряжением выше 600 В — два.

Система регулирования выпрямителями обеспечивает стабилизацию тока с точностью ±1% при уставках

50—100% от номинала и ±2% при уставках 30—50% номинала. При токах ниже 30% $I_н$ точность стабилизации не нормируется.

Вся аппаратура управления, измерения и сигнализации расположена в отдельном щите управления.

Для питания вакуумных дуговых печей, которые обеспечивают высокую степень чистоты переплавляемого металла, разработана серия тиристорных выпрямительных агрегатов типа ТВ9 на токи от 12,5 до 50 кА и напряжения 75 и 115 В. Они выполнены на таблеточных тиристорах типа Т500 и более экономичны по сравнению с подобными преобразователями типа ВАКП на дросселях насыщения. Благодаря применению для регулирования тиристоров выпрямители ТВ9 обеспечивают глубокий диапазон изменения выходного тока (от 4 до 100%) и характеризуются повышенным быстродействием при точности стабилизации выходного тока 1%. В основу выпрямительных агрегатов положена вентильная секция. Из секций набирается преобразователь на заданный выпрямленный ток. Вентильная секция выполнена в виде шкафа каркасного типа, в котором на групповых охладителях — водоохлаждаемых шинах — установлены 72 тиристора Т500. В шкафу размещены также защитные предохранители типа ПНБ5-630 и делители тока. Система управления преобразователем собрана в отдельном шкафу. На выходе выпрямителей включаются сглаживающие реакторы типа ФРОС, предназначенные для сглаживания пульсаций выпрямленного тока до 10% при $0{,}04I_{dн}$, а также для ограничения скорости нарастания тока при капельных коротких замыканиях в вакуумных дуговых печах.

Выпрямители питаются от силовых трансформаторов типов ТМНПУ-4000/10П, ТМНПУ-8000/10П и ТДНПУ-12500/10П, имеющих регулирование ступеней под напряжением. Плавное регулирование выходных параметров с помощью тиристоров выпрямительного моста с целью повышения коэффициента мощности осуществляется внутри ступени. Коэффициент полезного действия преобразователей 0,92—0,93, коэффициент мощности при $\alpha=0$ составляет 0,87—0,88.

Водяное охлаждение выпрямителей — двухконтурное с применением теплообменников типов АТВКР-3000М и АТВКР-6000М.

8-2. ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯИ ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ ВАНН

Для питания постоянным током электролитических ванн гальванических цехов отечественной промышленностью выпущены выпрямители типов ВАКГ и ВАКГР [Л. 102, 104].

Агрегат ВАКГ-12/6-630 мощностью 7,6 кВт выполнен по шестифазной схеме с уравнительным реактором на насыщающихся реакторах с внутренней обратной связью, позволяющих регулировать выходное напряжение в пределах двух ступеней 12—9 и 6—3 В. Переход со ступени на ступень осуществляется переключением первичной обмотки силового трансформатора со звезды на треугольник. В пределах ступеней плотность тока гальванической ванны автоматически поддерживается с заданной точностью при изменении тока от 150 до 630 А. Агрегат предназначен для питания от трехфазной сети переменного тока напряжением 380 В и частотой 50 Гц. При работе на первой ступени при напряжении 12 В и токе 630 А к. п. д. и коэффициент мощности соответственно равны 70% и 0,68, а при работе на второй при напряжении 6 В и токе 630 А они составляют 63% и 0,73.

Агрегат выполнен на шести вентилях В200-1,5 и имеет воздушное принудительное охлаждение. Он рассчитан для работы в длительном режиме и может устанавливаться непосредственно в гальваническом цехе около ванн при условии защиты от прямого попадания брызг электролита.

Габариты агрегата следующие: высота 1662, ширина 870, глубина 480 мм, масса 350 кг.

Выпрямители для гальванических ванн на большие мощности ВАКГ-12/6-1600 и ВАКГ-12/6-3200 выполнены по аналогичной схеме и имеют такой же диапазон регулирования, как и у агрегата ВАКГ-12/6-630. Номинальные токи их составляют соответственно 1600 и 3200 А. Агрегаты собраны на вентилях ВВ320-1,5 и имеют водяное охлаждение.

Одним из эффективных способов интенсификации гальванических процессов с одновременным улучшением качества металлопокрытия является автоматическое реверсирование тока при электролизе. В настоящее время реверсирование тока наряду с подогревом электролита успешно применяется при меднении, цинковании, серебрении, лужении, в некоторых случаях никелировании.

Благодаря реверсированию и подогреву скорость протекания процесса увеличивается в 5—10 раз.

До внедрения тиристорных выпрямителей применялись два способа реверсирования: изменение с помощью силовых контакторов полярности в цепи питания ванны и изменение полярности тока в цепи возбуждения генератора постоянного тока. Однако ни один из этих способов не позволял в полную меру использовать возможности реверсирования ввиду недолговечности и инерционности.

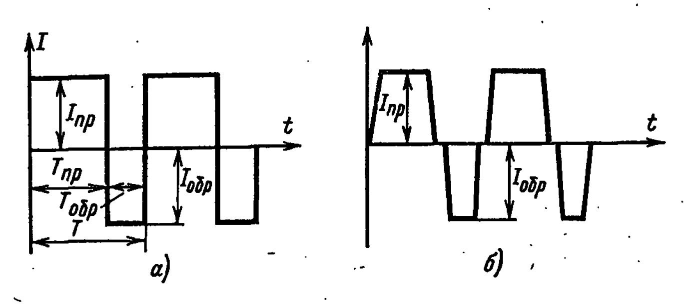


Рис. 8-5. Диаграмма изменения тока при реверсе.
а — идеализированная; *б* — реальная.

Новые перспективы в этой области открылись в связи с применением в выпрямителях тиристоров. На их базе созданы надежные, быстродействующие, бесшумные реверсивные выпрямители.

На рис. 8-5,*а* показана идеализированная диаграмма тока переменной полярности, характеризуемая прямым током и его длительностью ($I_{пр}$, $T_{пр}$) и током обратного направления и его длительностью ($I_{обр}$, $T_{обр}$). Период $T=T_{пр}+T_{обр}$ лежит в пределах 1—300 с, отношение $T_{пр}/T_{обр}$—в пределах 2—20.

На рис. 8-5,*б* приведена диаграмма реверсированного тока. Длительность интервалов зависит от конкретной схемы выпрямителя.

Прямой ток обычно находится в пределах 300—1600 А, однако может принимать и меньшие значения (до 100 А), а также достигать несколько тысяч ампер (до 6300 А).

Выпрямители для гальванических процессов с реверсированием тока выполняются с регулированием напряжения в широком диапазоне: 2—6, 3—12, 6—12 или

3—24. Для некоторых процессов напряжение должно составлять 48 В.

Стабилизация напряжения является одним из применяемых способов регулирования и позволяет получать необходимый для гальванических процессов ток при различных поверхностях покрываемых изделий.

Малые выпрямленные напряжения при больших токах определяют схему выпрямления. Наиболее пригодной для этого случая является схема с уравнительным реактором. В преобразователях мощностью менее 6 кВт используется трехфазная нулевая схема. Первые выпрямительные агрегаты, обеспечивающие реверс тока, ВАКГР-12/6-630 и ВАКГР-12/6-400 выполнены на тиристорах типа Т160-1. Диапазон уставок времени протекания тока прямой полярности лежит в пределах 2—200 с, а обратной 0,5—50 с.

В настоящее время для питания гальванических ванн и оборудования электрохимической обработки металлов разработана серия преобразователей типов ВАК и ВАКР, включающая 42 типоразмера на токи от 100 до 25 000 А и напряжения от 12 до 48 В. Как нереверсивные (типа ВАК), так и реверсивные (типа ВАКР) выпрямители этой серии выполнены на тиристорах Т160-1 и по сравнению с выпрямителями ВАКГ допускают больший диапазон изменения тока от $0{,}1I_{dн}$ до $2I_{dн}$ и имеют более высокие к. п. д. и коэффициент мощности. Так, к. п. д. и коэффициент мощности агрегатов ВАК-1600-12 или ВАКР-1600-12 в номинальном режиме составляют соответственно 0,82 и 0,91 против 0,72 и 0,7 у агрегата ВАКГ-12/6-1600.

Преобразователи серии ВАКР позволяют осуществлять ручной и автоматический реверс выпрямленного тока, ручное регулирование выпрямленного напряжения и автоматическую стабилизацию выпрямленного напряжения, тока или плотности тока в гальванической ванне [Л. 103, 104]. Система автоматического регулирования обеспечивает точность стабилизации плотности тока $\pm 10\%$, напряжения и тока $\pm 5\%$ уставки при изменении нагрузки от $0{,}1I_{dн}$ до $I_{dн}$. Система автоматического реверсирования позволяет плавно регулировать уставку времени протекания прямого тока от 1 до 240 с и обратного от 0,1 до 60 с.

В агрегатах типа ВАКР применено встречно-параллельное включение тиристоров, которые образуют два

выпрямителя (рис. 8-6). Каждый из них имеет свою систему управления тиристорами, которая обеспечивает необходимую глубину регулирования и позволяет снимать импульсы управления с тиристоров для отключения при реверсировании ранее работающего выпрямителя: отключение выпрямителей снятием импульсов с тиристоров дает необходимое быстродействие, обеспечивает простоту и надежность схемных решений.

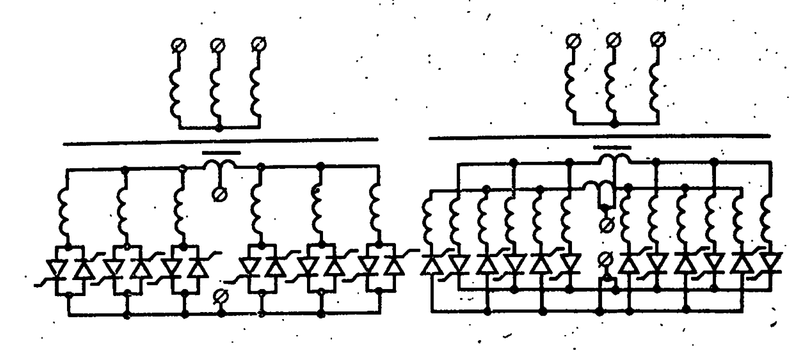


Рис. 8-6. Силовые схемы реверсивных преобразователей.

В системах управления реверсивными выпрямителями для гальванических ванн особое внимание уделяется предотвращению ложных включений неработающих тиристоров, так как включение одного из них означает междуфазное короткое замыкание.

Управление тиристорами обратного тока осуществляется системой управления, импульсы которой следуют со сдвигом по фазе на 180° по отношению к импульсам прямого тока.

Включение того или иного выпрямителя, или, другими словами, подача прямого и обратного тока на ванну, производится воздействием временнóго задатчика на схемы управления выпрямителями: сначала снимаются управляющие импульсы с одного выпрямителя, затем по истечении времени, достаточного для погашения ранее работающих тиристоров, подаются управляющие импульсы на тиристоры вступающего в работу выпрямителя. В качестве временнóго задатчика используется схема на логических элементах серии «Логика-Т».

Конструктивно преобразователи ВАК и ВАКР выполнены в виде шкафов двустороннего обслуживания внут-

ренней установки мощностью до 40 кВт в одном шкафу, а преобразователи от 40 до 75 кВт имеют отдельный шкаф управления, шкаф с силовым трансформатором и коммутационной аппаратурой и шкаф с тиристорами. Габариты ВАК-1600-12 на мощность 38,4 кВт: высота 1985, ширина 1275, глубина 865 мм, масса до 1200 кг. Тиристоры расположены на групповых охладителях с водяным охлаждением.

Ведутся работы по применению в преобразователях мощных тиристоров на токи 500—800 А, что должно значительно уменьшить их массо-габаритные показатели.

8-3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одним из массовых потребителей тиристорных преобразователей постоянного тока (выпрямителей) является электропривод. Тиристорный электропривод постоянного тока находит все большее применение в самых различных отраслях народного хозяйства взамен ранее применявшихся электромашинных, ионных и других электроприводов (металлургия, машиностроение, транспорт и др.).

Тиристорные преобразователи предназначены для преобразования переменного тока в постоянный с возможностью плавного регулирования напряжения от нуля до максимального значения, а также для изменения полярности выпрямленного напряжения и тока. По исполнению эти преобразователи (агрегаты) подразделяются на реверсивные и нереверсивные; по назначению — для питания якорных цепей или обмоток возбуждения электрических машин; по способу подключения к питающей сети — через силовой трансформатор или реактор, по способу управления — с раздельным или совместным управлением.

Как правило, агрегаты общепромышленного исполнения предназначены для работы в закрытых стационарных помещениях (агрегаты внутренней установки) в следующих условиях:

температура окружающей среды от +1 до +50°С (+45°С);

относительная влажность воздуха не более 85—90% при +20°С или 50% при +40°С;

высота над уровнем моря не более 1000 м;

окружающая среда — невзрывоопасная, не содержащая агрессивных газов и паров в концентрациях, разрушающих металлы и изоляцию, и др.

Питание силовых цепей преобразователей осуществляется от трехфазной сети переменного тока напряжением 6, 10 кВ±5% или 380 В±10%, частотой 50 или 60 Гц. Питание собственных нужд осуществляется обычно от двух источников: трехфазной сети переменного тока 380 В или (для некоторых экспортных поставок) 415 В, от сети постоянного тока напряжением 220 В.

Тиристорные преобразователи должны быть электродинамически и термически стойки к токам внутренних и внешних коротких замыканий в течение времени срабатывания применяемых защит.

Тиристорные агрегаты предназначены для длительного режима работы. Среднеквадратичный ток не должен превышать номинального при времени усреднения 10 мин, а внутри цикла продолжительности протекания тока перегрузки не должна превышать 20 с. При выходе из строя одной (двух) параллельной ветви преобразователей средней (повышенной) мощности допускается работа в течение 8 ч.

Преобразователи классифицируются в зависимости от шкалы номинального выпрямленного тока (10, 25, 50, 100, 200, 320, 500, 800, 1000, 1600, 2500, 4000, 5000, 6300 А и др.) и в зависимости от номинального напряжения (115, 230, 460, 660, 825, 1050 В).

Реверсивные агрегаты допускают регулирование выпрямленного напряжения в диапазоне ±100% номинального; нереверсивные — в диапазоне от 0 до номинального.

Силовые схемы наиболее существенно зависят от мощности преобразователей.

Для преобразователей малой мощности широкое распространение получили однофазные мостовые схемы, причем в тех случаях, когда не требуется работа выпрямителя в инверторном режиме и допускаются повышенные пульсации, применяются полууправляемые однофазные мостовые схемы.

В преобразователях средней мощности наибольшее распространение имеют трехфазные мостовые полностью управляемые схемы, хотя применяются (значительно реже) и полууправляемые трехфазные мостовые схемы и трехфазные нулевые.

В реверсивных преобразователях применяются только полностью управляемые мостовые схемы, причем наибольшее распространение получила экономичная схема встречно-параллельного соединения мостов с питанием от двухобмоточного трансформатора. В преобразователях повышенной мощности наиболее существенными становятся как энергетические характеристики тиристорного электропривода, так и влияние его на питающую сеть. В этом случае при построении главных цепей электропривода используются различные комбинации многофазных мостовых схем. Так, для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и тока применяются схемы, обеспечивающие эквивалентные 12-фазные пульсации.

Для повышения коэффициента мощности применяется последовательное соединение мостов с поочередным управлением.

Повышение коэффициента мощности осуществляется за счет того, что каждый из последовательно соединенных мостов по возможности длительное время работает либо в выпрямительном режиме с углом $\alpha = \alpha_{мин}$, либо в инверторном с углом $\beta = \beta_{мин}$. Поскольку каждый из последовательно соединенных мостов при $\alpha_{мин}$ или $\beta_{мин}$ обеспечивает наилучший коэффициент мощности, то улучшается и средневзвешенный коэффициент мощности всего электропривода.

Для уменьшения действия пульсирующей составляющей напряжения выпрямителя в агрегатах средней и повышенной мощности в цепи постоянного тока устанавливаются сглаживающие реакторы, ограничивающие пульсирующую составляющую тока двигателя и улучшающие его коммутацию. Для преобразователей малой и частично средней мощности разрабатываются специальные двигатели, предназначенные для питания их от тиристорных преобразователей (в частности, от полууправляемых мостовых схем) без дополнительных сглаживающих реакторов, что позволяет снизить стоимость и габариты электропривода.

Деление токов между параллельно соединенными тиристорами (или мостами) осуществляется с помощью индуктивных делителей токов. Стремление повысить технологичность, упростить конструкцию и снизить стоимость делителей токов привело к разработке магнитно и электрически несвязанных делителей тока (воздуш-

ных реакторов или с применением ферромагнитных материалов). В связи с большим производственным разбросом характеристик тиристоров при расчете делителей тока используются статистико-вероятностные методы.

Защита преобразователей для электропривода осуществляется:

а) при выходе тиристора из строя (внутреннее короткое замыкание);

б) при коротких замыканиях в цепи нагрузки;

в) при опрокидывании инвертора;

г) от исчезновения напряжения питания собственных нужд;

д) от перенапряжений;

е) от перегрузок в цепи нагрузки и др.

Для осуществления этих видов защит применяются:

а) быстродействующие предохранители, включенные последовательно с тиристорами;

б) быстродействующая защита, воздействующая на смещение импульсов управления тиристорами при аварийных токах;

в) автоматический воздушный выключатель на стороне переменного тока;

г) автоматический выключатель от аварийных токов на стороне выпрямленного тока;

д) защита от перенапряжений, приходящих из питающей сети, а также возникающих при коммутациях питающего силового трансформатора, осуществляется с помощью специальных *RC*-цепей. Такие цепи, в частности, могут включаться через неуправляемый выпрямитель. В мощных приводах с поочередным управлением последовательно соединенных мостов и системой раздельного управления для снятия возможных перенапряжений (при переключениях вентильных групп) полезно включение *R*- и *RC*-цепей параллельно с каждым из последовательно соединенных мостов.

Сигнализация передает информацию обслуживающему персоналу:

а) о нормальной работе преобразователя (агрегата, комплектного электропривода);

б) предупредительную, свидетельствующую о наличии неисправностей, при которых возможна непродолжительная работа;

в) аварийную, фиксирующую аварийное отключение преобразователя.

Системы управления тиристорными преобразователями во многом определяют технико-экономические показатели электропривода, его надежность и быстродействие.

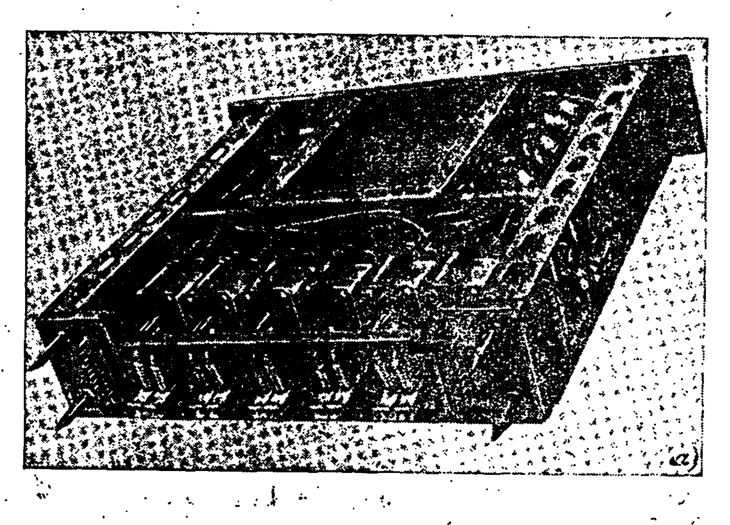
В реверсивных тиристорных преобразователях с двумя комплектами вентильных групп используется как совместный, так и раздельный способ управления. При совместном управлении импульсы управления подаются на оба силовых моста, что обеспечивает протекание уравнительного тока. При раздельном управлении управляющие импульсы снимаются с неработающего моста, что позволяет исключить уравнительные реакторы и применять один комплект фазосдвигающего устройства (см. § 4-4).

Совместное управление требует применения дорогих и громоздких уравнительных реакторов и поэтому применяется лишь для специальных электроприводов, требующих повышенных точности и быстродействия.

В реверсивных преобразователях малой мощности (реже средней) применяются контактные и тиристорные реверсоры (коммутирующие устройства), позволяющие снизить стоимость реверсивных электроприводов. Правильно спроектированные реверсоры в сочетании с логической системой переключения обеспечивают быстродействие, близкое к быстродействию реверсивных преобразователей с раздельным управлением группами. В тех случаях, когда не требуется повышенное быстродействие, реверс привода осуществляется за счет реверса тиристорного возбуждения двигателя.

Преобразование непрерывного напряжения управления преобразователем в дискретную последовательность управляющих импульсов осуществляется фазосдвигающим устройством (ФСУ). Большинство систем фазового управления тиристорным электроприводом использует вертикальный принцип с линейной разверткой пилообразного напряжения, осуществляемой с помощью температурно-стабильной RC-цепи и ключа, периодически разряжающего конденсатор генератора пилообразного нанапряжения. Сравнение напряжения управления с пилообразным осуществляется нуль-органом, выполняемым на транзисторных или интегральных усилителях. Импульс, вырабатываемый нуль-органом в момент равенства этих напряжений, запускает выходное устройство, формирующее импульс управления требуемой мощности

и длительности. Для преобразователей малой и средне мощности, предназначенных для питания якорных цепе двигателей, формируется длительность импульса до 10 В ряде случаев для повышения помехоустойчивости пре образователей на управляющие переходы тиристоро через диод подается ток отрицательного запирающег смещения. В простейших случаях для этого исполь зуется отрицательное напряжение на импульсно трансформаторе при его перемагничивании. Для преоб разователей повышенной мощности с поочередным уп



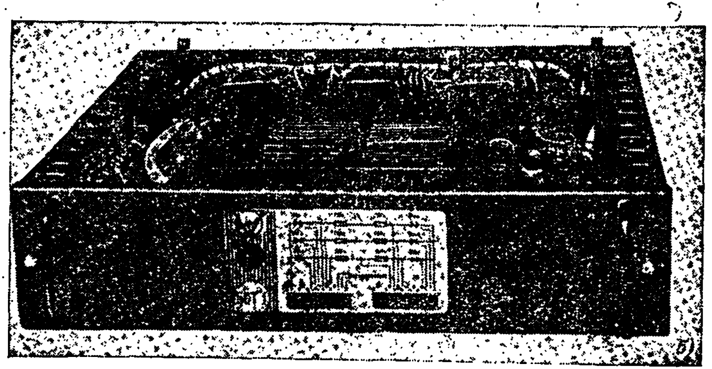
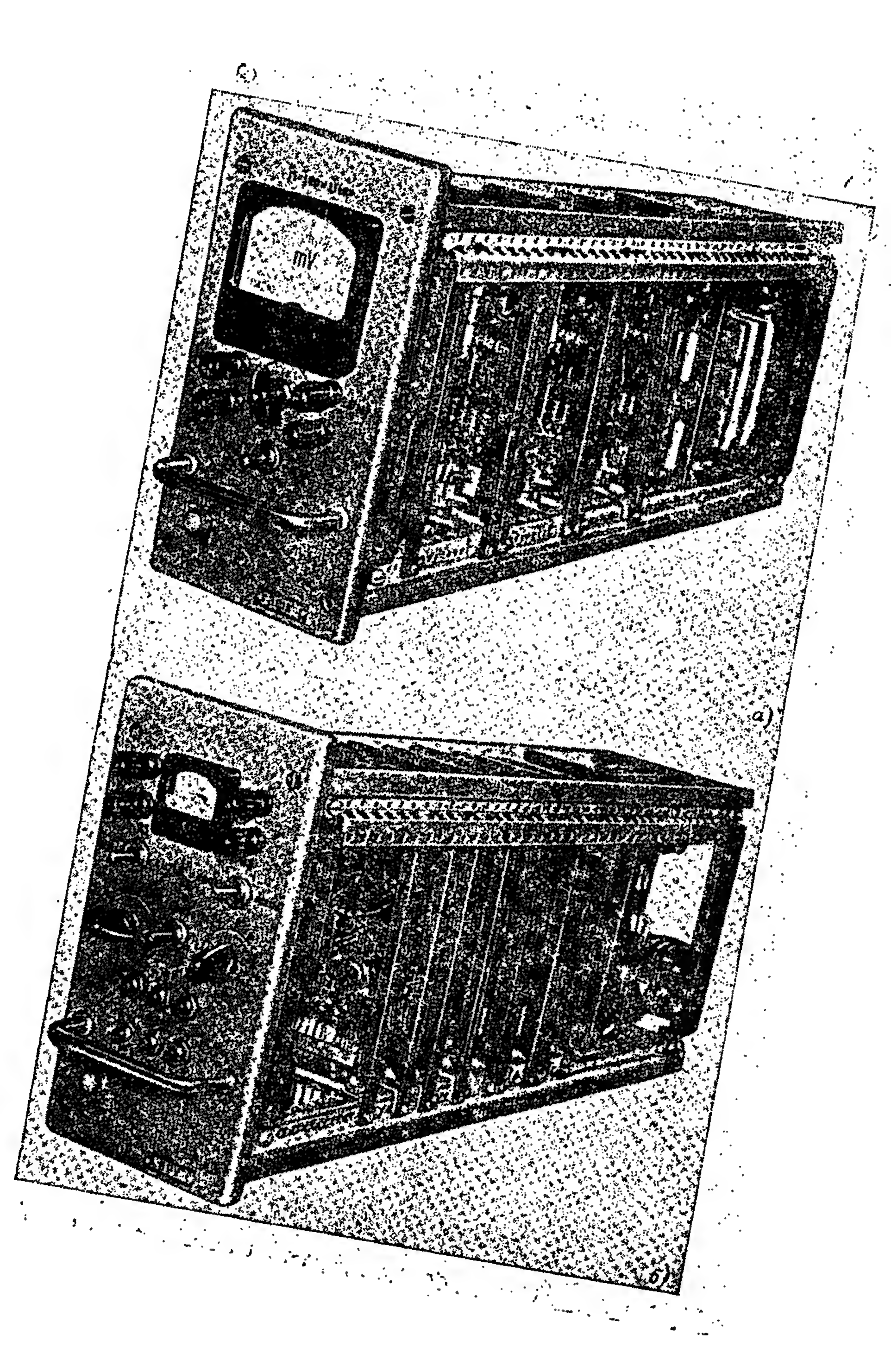


Рис. 8-7. Силовые шестивентильные блоки с тиристорами Т160.
а — по схеме «блок — мост»; *б* — по схеме «блок — фаза».


mV
а)
б)

равлением мостов применяются выходные устройства, формирующие длительность широкого импульса (до 120°) из «пачки» двуполярных высокочастотных импульсов. В ряде случаев применяются импульсы управления усложненной формы с кратковременным форсирующим всплеском и малой длительностью переднего фронта. Такие импульсы управления позволяют уменьшить время задержки при включении тиристоров и снизить потери мощности в управляющих переходах тиристоров.

Системы автоматического регулирования в тиристорных комплектных электроприводах выполняются по принципу подчиненного регулирования. Здесь внутренний контур регулирования (например, тока) непосредственно подчиняется внешнему контуру регулирования (напряжению, частоте вращения). При небольшом диапазоне регулирования частоты двигателя (1 : 10) и невысокой точности ее поддержания применяются регуляторы напряжения с подчиненным регулятором тока. При большом диапазоне регулирования (порядка 1 : 100) и повышенной точности стабилизации частоты вращения применяются регуляторы скорости с подчиненным регулированием тока. Обратная связь по частоте вращения в этом

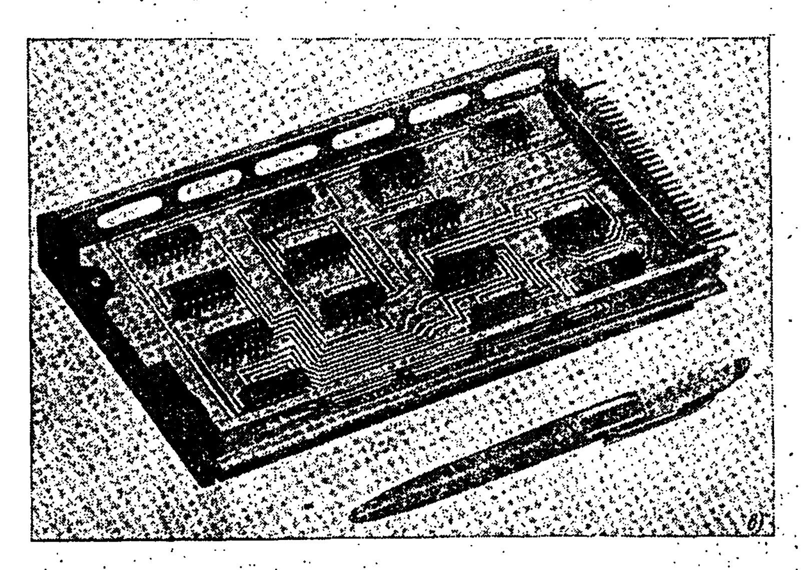


Рис. 8-8. Конструкции блоков систем управления.
а — блока фазового управления; *б* — блока раздельного управления; *в* — ячейки УБСР-ДИ.

случае поступает с тахогенератора. В качестве элементной базы при построении замкнутых САР все большее применение находят унифицированные системы регулирования с использованием аналоговых интегральных схем — УБСР-АИ и дискретных — УБСР-ДМ и УБСР-ДИ (см. гл. 4).

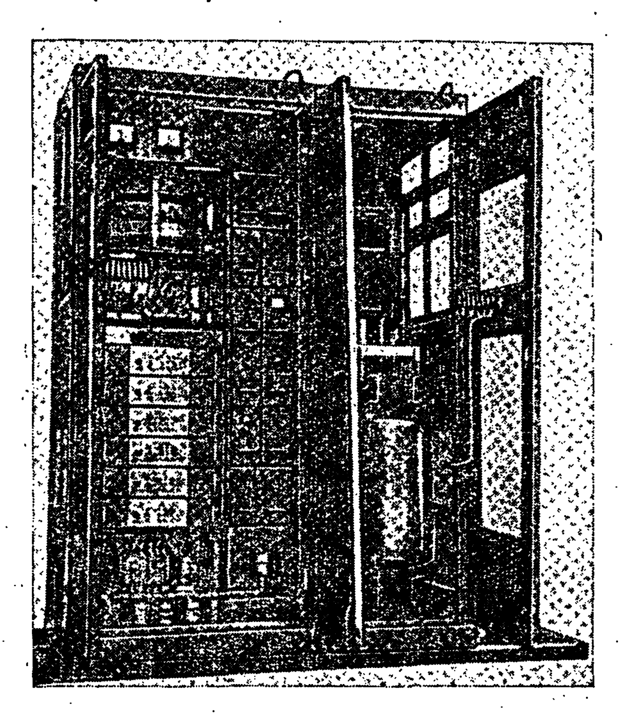


Рис. 8-9. Реверсивный тиристорный агрегат на ток 500 А.

Указанный набор управляющих устройств позволяет быстро проектировать, изготавливать и налаживать комплексы электроприводов для различных объектов.

Конструкции тиристорных электроприводов, как правило, блочные. Основу конструкции собственно преобразователя составляет шкаф, изготавливаемый из унифицированных конструкций, в которых размещаются силовые блоки (рис. 8-7,*а*, *б*) и блоки систем управления (рис. 8-8,*а*, *б*).

Конструкция комплектных тиристорных агрегатов включает в себя, кроме конструкции собственно преоб-

разователя, шкафы с реакторами и защитной аппаратурой (рис. 8-9). Комплектные тиристорные электроприводы, кроме тиристорных агрегатов, содержат блоки унифицированных систем регулирования и другую дополнительную аппаратуру, необходимую для электропривода конкретного технологического объекта.

Конструкция ячейки УБСР-ДИ приведена на рис. 8-8,*в*.

8-4. ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСПОРТА

а) Полупроводниковые выпрямители для тяговых подстанций

На тяговых подстанциях в основном используются неуправляемые выпрямители. Они наиболее просты по электрической схеме и конструкции, надежны в эксплуатации и удобны в обслуживании. Регулирование выходного напряжения осуществляется ответвлениями на первичной обмотке силового трансформатора. Применение неуправляемых выпрямителей позволяет получить наибольшие значения коэффициента мощности и свести к минимуму пульсации выходного напряжения. Последнее важно с точки зрения снижения мешающего воздействия высших гармоник на линии телефонной связи.

Выходное напряжение полупроводниковых преобразователей тяговых подстанций определяется напряжением контактной сети и при номинальной нагрузке составляет 3,3 кВ. Максимальное напряжение контактной сети может достигать 4 кВ.

Нагрузка преобразователей тяговых подстанций отличается крайней неравномерностью, максимальные одноминутные значения ее в 4—6 раз превышают средние [Л. 96]. Для работы с такой нагрузкой выпрямители рассчитываются на следующие токовые перегрузки*:

25% в течение 15 мин	1 раз в 2 ч
50% в течение 2 мин	1 раз в 1 ч
100% в течение 10 с	1 раз в 2 мин

* При этом за время работы преобразователя в режиме перегрузок среднеквадратичное значение тока за любые 30 мин (время усреднения) не должно превышать номинальный ток преобразователя, а если в течение этих 30 мин происходит 100%-ная перегрузка, то время усреднения должно быть 5 мин.

Вновь создаваемые полупроводниковые выпрямительные преобразователи должны выдерживать еще более жесткие токовые перегрузки (ГОСТ 18142-72).

Выпрямители тяговых подстанций выполнены по трехфазной мостовой схеме или по шестифазной схеме с уравнительным реактором. Наибольшее распространение получила вторая схема, которая обеспечивала лучшее использование ртутных вентилей. В полупроводниковых выпрямителях, заменивших ртутные, силовая схема сохранена, это позволило сохранить все силовое оборудование тяговых подстанций. Полупроводниковые выпрямители, установленные на новых подстанциях, выполнены по трехфазной мостовой схеме.

В качестве силовых преобразовательных трансформаторов применяются в основном трансформаторы типов ТМУ-16000/10-1, ТДРУ-НГ-20000/110 в шестифазной схеме с уравнительным реактором и трансформаторы типов ТМП-6300/10, ТМП-12500/10 для мостовых схем.

Силовой трансформатор подключается к сети через масляный выключатель типа ВМ-10, который обеспечивает защиту преобразователя от коротких замыканий.

На выходе выпрямителей установлены сглаживающий реактор типа РБФА и фильтр. Защита на стороне постоянного тока осуществляется автоматическими выключателями типов АБ 2/4, ВАБ-28-3000.

Рассмотрим более подробно схемные и конструктивные особенности отдельных типов выпрямителей.

Наибольшее распространение на тяговых подстанциях получил преобразователь типа ПВЭ-3 (рис. 8-10). Преобразователь выполнен на вентилях ВЛ200 8-го класса по шестифазной схеме с уравнительным реактором. Каждое плечо схемы выпрямления состоит из 90 вентилей — 18 последовательно соединенных при пяти параллельных ветвях. Равномерное распределение тока по параллельным ветвям обеспечивается благодаря большому числу последовательно соединенных вентилей и статистическому выравниванию суммарного прямого падения в каждой ветви. Между параллельными вентилями включены резисторы связи, которые обеспечивают ограничение обратного напряжения на параллельных вентилях на уровне минимального напряжения лавинообразования одного из лавинных вентилей. *RC*-цепи и шунтирующие резисторы не требуются благодаря лавинному характеру обратной ветви вентилей.

В схеме предусмотрена сигнализация о пробое одного из вентилей. Последняя модификация преобразователя ПВЭ-3 имеет защиту от выхода из строя вентилей. Защита выполнена на магнитоуправляемых герконах, соединенных последовательно с обмотками исполнительных реле.

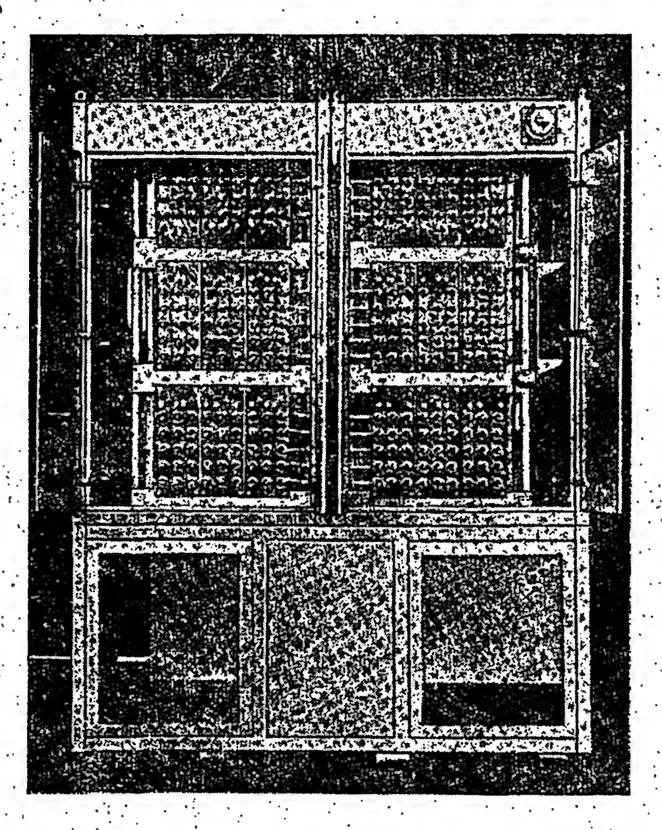


Рис. 8-10. Выпрямительный преобразователь типа ПВЭ-3.

Конструктивно выпрямитель состоит из двух одинаковых шкафов закрытого типа, скрепленных между собой болтами.

Внутри шкафа размещены блоки с вентилями, образующими воздушный канал. Шкаф содержит 18 вентильных блоков, по девять с каждой стороны. Блок имеет

15 вентилей — пять параллельных вентилей по три последовательных вентиля в каждой ветви. На каждом блоке размещены также элементы схемы сигнализации. Блоки легко снимаются, что обеспечивает возможность замены охладителей, чистки и контроля воздушного канала. К силовому трансформатору выпрямитель подключается с помощью кабеля, а к контактной сети — через сборные шины, выведенные на переднюю и заднюю стороны шкафа.

Охлаждение выпрямителя — воздушное принудительное, направление потока — сверху вниз, скорость воздуха 10 м/с. Внутри металлической подставки, на которую устанавливаются оба шкафа выпрямителя, размещен общий воздуховод. Он соединен с помощью брезентовых переходов с двумя воздушными каналами выпрямителя и с вентилятором.

Вентилятор может быть подсоединен к воздуховоду с одного из торцов поставки или с фасада. В воздуховоде устанавливается ветровое реле, которое дает сигнал на отключение преобразователя при исчезновении воздушного потока.

Для защиты вентилей от коммутационных перенапряжений выпрямители снабжены *RC*-цепями, которые подключены к выводам двух противофазных обмоток трансформатора, расположенных на одном стержне. *RC*-цепи расположены в отдельном шкафу наружного исполнения.

Для защиты от мощных коммутационных перенапряжений к нулевому выводу уравнительного реактора и концам обмоток трансформатора или параллельно плечам подключены биполярные роговые разрядники типа РБК с дугогасительной камерой. В первом случае искровой промежуток настраивается примерно на 8 кВ, во втором на 15 кВ. Последовательно с каждым разрядником для ограничения сопровождающего тока включен линейный резистор 15 Ом.

Модификация описанного выпрямителя для трехфазной мостовой схемы обозначается ПВЭ-3М. В этом случае плечо состоит из десяти параллельных ветвей и девяти последовательных вентилей — ВЛ200-10 в каждой ветви. Разрядники включаются на линейное напряжение или параллельно плечам с уставкой срабатывания 10 кВ. В остальном преобразователи ПВЭ-3М и ПВЭ-3 полностью идентичны.

До освоения промышленностью преобразователей ПВЭ-3 тяговые подстанции оснащались выпрямителями типа УВКЭ-1. Эти выпрямители выполнены на вентилях В200-8 и содержат в каждом плече 24 последовательно соединенных вентиля при пяти параллельных ветвях.

Некоторые типы преобразователей для тяговых подстанций (например, ВКМБ, ВКМВ) выполнены с масляным охлаждением. Однако ввиду технологических и дополнительных эксплуатационных трудностей широкого распространения такие выпрямители не получили.

Полупроводниковые выпрямители для тяговых подстанций могут выполняться в наружном исполнении и с естественным охлаждением для установки на открытой части подстанции. В этом случае сокращаются расходы на строительство зданий тяговых подстанций и отсутствует система принудительного воздушного или масляного охлаждения.

Наибольшее распространение получили два типа выпрямителей наружного исполнения ПВЭ-5АУ1 и ПВКЕ-2. Первый из них состоит из силового тягового трансформатора ТМПУ-1600/10, шести шкафов с вентилями, образующих схему выпрямления, и шкафов вспомогательных элементов (*RC*-цепей, разрядников, реле земляной защиты).

Каждый шкаф с вентилями типа ВЛ200-10 содержит 14 последовательно включенных вентилей, расположенных по вертикали, и пять параллельных ветвей, расположенных по горизонтали. Возможность сохранения такого же числа параллельных ветвей, как и при принудительном охлаждении, обеспечена благодаря применению специального охладителя, который имеет развитую поверхность охлаждения и позволяет увеличить нагрузку вентиля по току.

В верхней части шкафа с вентилями имеется диффузор, обеспечивающий выход нагретого воздуха наружу и предохраняющий элементы шкафа от атмосферных осадков. Шкафы имеют двустороннее обслуживание, габариты (высота×длина×глубина) одного шкафа: 3070×1500×1100. Преобразователь ПВЭ-5АУ1 не имеет сигнализации о пробое вентиля, что позволило предельно упростить его схему. Выпрямитель ПВКЕ-2 имеет аналогичную электрическую схему, однако выполнен на охладителях другого типа также с развитой поверхностью охлаждения. Преобразователь состоит из 12 шка-

фов — полуфаз и предназначен для наружной установки как на стационарных, так и на передвижных тяговых подстанциях.

В связи с неравномерным характером нагрузок в контактной сети напряжение в контактной сети изменяется в значительных пределах и часто достигает значений, недопустимых для потребителей. Возникает задача повышения его уровня и стабилизации.

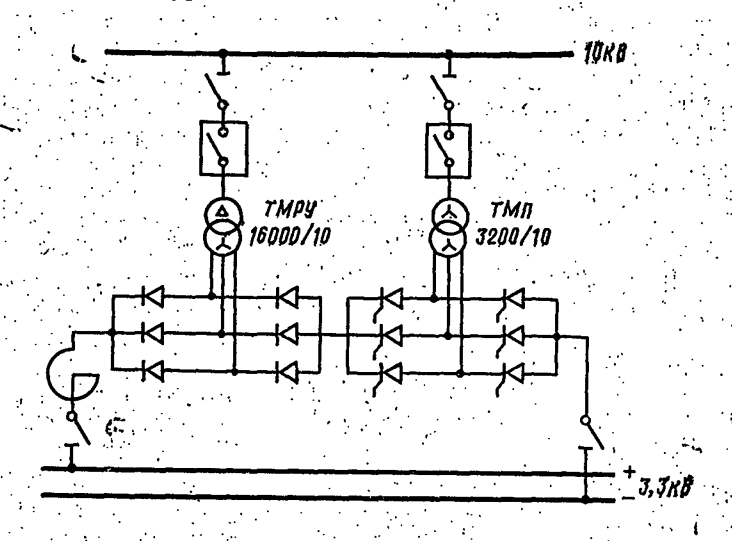


Рис. 8-11. Схема электрическая преобразователя типа ПВЭР.

Применение управляемых полупроводниковых выпрямителей открывает новые возможности в решении этой задачи. Разработаны схемы на тиристорах комбинированного (ступенчатое с плавным) регулирования на первичной стороне силового или вольтодобавочного трансформатора, регулирования с помощью управляемого вольтодобавочного моста, включенного последовательно с основным неуправляемым мостом. Последний способ применен в преобразователе типа ПВЭР [Л. 97]. Преобразователь может устанавливаться на действующих подстанциях без изменения существующего оборудования. Он позволяет обеспечить высокие энергетические показатели и низкий уровень пульсации выходного напряжения.

Основные технические данные преобразователя ПВЭР следующие:

Выпрямленное напряжение, В	3200—3800
Выпрямленный ток, А	3000
Коэффициент мощности не ниже	0,92
Исполнение	Наружное
Охлаждение	Естественное

Бесконтактное автоматическое регулирование напряжения преобразователя осуществляется трехфазным управляемым мостом (рис. 8-11), работающим как в выпрямительном, так и в инверторном режимах. Он питается от отдельного силового трансформатора типа ТМП-3200/10, обеспечивающего на выходе управляемого моста напряжение 660 В, и позволяет получить на выходе всего преобразователя напряжение 3800 В даже при снижении напряжения питающей сети.

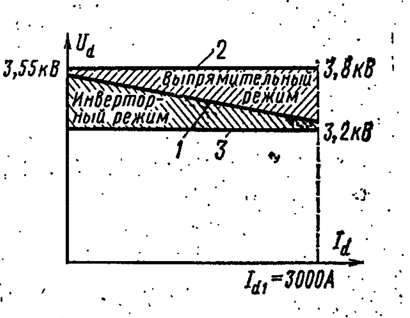


Рис. 8-12. Внешние характеристики преобразователя ПВЭР.

1 — внешняя характеристика неуправляемого выпрямителя; 2 — верхний уровень выходного напряжения; 3 — нижний уровень выходного напряжения.

Любой другой уровень напряжения в диапазоне от 3200 до 3800 В (рис. 8-12) обеспечивается изменением угла управления тиристорного моста в пределах 0—$\pi/2$ в выпрямительном режиме и $\pi/2$—$5\pi/6$ в инверторном режиме. Во втором случае управляемый мост будет уменьшать напряжение на выходе преобразователя. Система регулирования дает возможность получить горизонтальную и возрастающую внешние характеристики.

Преобразователь состоит из серийного неуправляемого выпрямителя типа ПВЭ-3У2 или ПВЭ-5АУ1 и управляемого моста, выполненного на конструктивной базе выпрямителя ПВЭ-5АУ1. Система управления выполнена в отдельном шкафу также наружного исполнения.

На тяговых подстанциях электрифицированных железных дорог, расположенных в горных местностях, устанавливаются наряду с выпрямительными агрегатами вы-

прямительно-инверторные преобразователи. Они обеспечивают работу не только в выпрямительном режиме (тяга), но и в инверторном (рекуперативное торможение). Наличие инверторного режима на подстанции позволяет повысить безопасность движения на участке железной дороги, сократить износ тормозного оборудования, обеспечивает значительную экономию электроэнергии. На тяговых подстанциях эксплуатируются тиристорные выпрямительно-инверторные преобразователи типов ВИПЭ-1 и ВИПЭ-2.

Основные технические данные выпрямительно-инверторного преобразователя типа ВИПЭ-1 следующие:

Выпрямительный режим

Номинальное выпрямленное напряжение, В	3300
Длительный ток, А	2000
Допускается перегрузка в течение 15 мин, А	3600

Инверторный режим

Пределы изменения напряжения на шинах подстанции, В	3300—3600
Длительный ток, А	2000
Допускается перегрузка в течение 15 мин, А	3600

Принципиальная электрическая схема преобразователя ВИПЭ-1 представлена на рис. 8-13. Преобразователь выполнен на тиристорах ТЛ160-8, которые собраны по шестифазной схеме с уравнительным реактором с совмещением режима выпрямителя и инвертора. Питание к схеме преобразования подводится от силового трансформатора, имеющего на вторичной обмотке ответвления для обеспечения выпрямительного и инверторного режимов. Фазное напряжение инверторного ответвления для получения достаточного угла запаса на 25% превышает напряжение ответвления выпрямительного режима.

В выпрямительном режиме работают тиристоры общей группы (рис. 8-13, $T_{общ}$) и выпрямительной ($T_в$), а в инверторном — общей и инверторной групп ($T_{общ}$ и $T_и$). Переход из одного режима в другой осуществляется бесконтактно путем переключения групп тиристоров. На стороне постоянного тока переключение из инверторного режима в выпрямительный и наоборот осуществляется с помощью четырех автоматических выключателей: в выпрямительном режиме включены автоматы AB_1 и AB_3, а в инверторном — AB_2 и AB_4.

В каждом тиристорном плече схемы преобразователя шесть параллельных ветвей. Количество последователь-

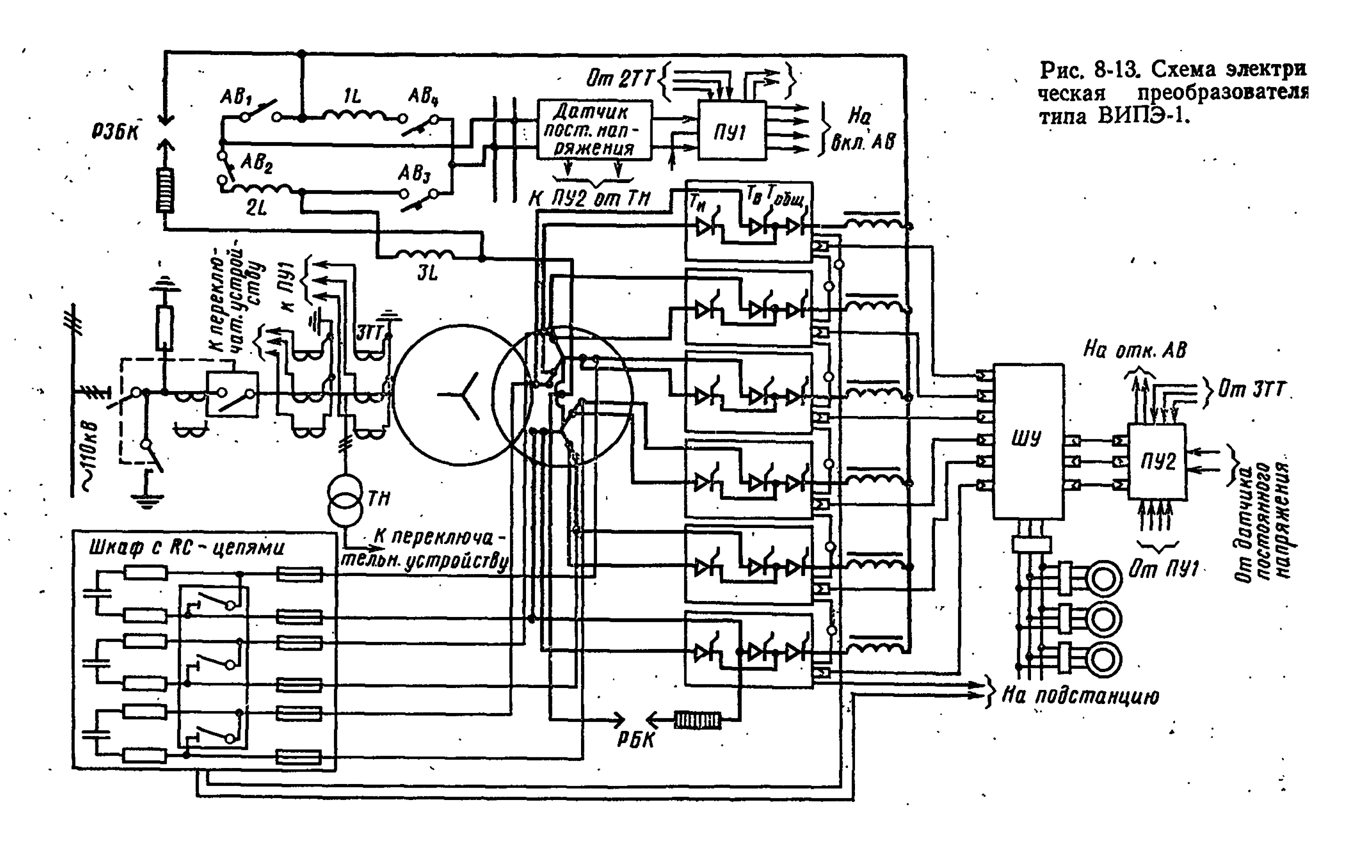


Рис. 8-13. Схема электрическая преобразователя типа ВИПЭ-1.

но соединенных тиристоров в инверторном режиме 24 а в выпрямительном 21.

Для равномерного распределения обратного и прямого напряжений параллельно каждому последовательно соединенному тиристору включен шунтирующий резистор; для ограничения перенапряжений тиристоры шунтируются *RC*-цепями. Имеются также дополнительные *RC*-цепи для улучшения распределения напряжения между группами тиристоров. Равномерное распределение тока по параллельным ветвям обеспечивается благодаря большому числу последовательно соединенных тиристоров и индуктивным делителям тока.

Для защиты от коммутационных перенапряжений параллельно плечу тиристоров включены общие *RC*-цепи и разрядники типа РБК с уставкой срабатывания 14—15 кВ. Перенапряжения со стороны контактной сети ограничиваются также биполярным разрядником РВБК-3,3.

В качестве сглаживающего реактора используется реактор типа РБФА-У-6500/3250 (3*L*, рис. 8-13). Для защиты от помех радиоприему при работе в инверторном режиме установлены реакторы РОСВ-2000 (1*L*, 2*L*).

Система управления преобразователя обеспечивает работу в выпрямительном и инверторном режимах, автоматический переход из одного режима в другой, регулирование напряжения в контактной сети в инверторном режиме, защиту и сигнализацию преобразователя. Система управления включает два импульсно-фазовых узла, один из которых формирует импульсы для выпрямительного режима, а другой — для инверторного. Переход из одного режима в другой осуществляется автоматически по сигналам датчиков тока и напряжения, установленных со стороны переменного тока.

б) Полупроводниковые выпрямители подвижного состава

Выпрямители на кремниевых вентилях широко применяются как вторичные источники питания тяговых двигателей в электрической и тепловозной тяге. Это объясняется их малыми массами и габаритами, простотой эксплуатации, надежной работой в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды, малыми по-

терями и возможностью сокращения количества охлаждающего воздуха, необходимого для их отвода.

Опыт эксплуатации полупроводниковых выпрямителей в подвижном составе подтвердил их высокую надежность в сложных условиях работы.

Выпрямители, питающие тяговые двигатели электроподвижного состава, собираются по однофазной мостовой схеме и подключаются к вторичной обмотке понижающего трансформатора (рис. 8-14). Пульсации выпрямленного тока уменьшаются включением последовательно с двигателем сглаживающего реактора. Одновременно применяется шунтирование обмоток главных полюсов двигателя (ОГП) резисторами, что практически исключает протекание по ним переменной составляющей тока.

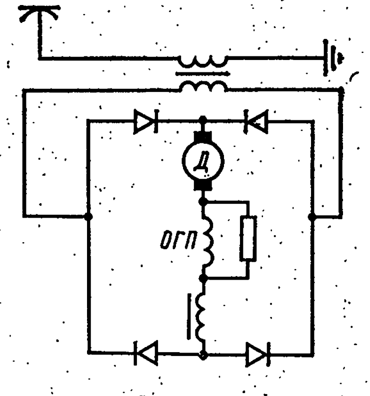


Рис. 8-14. Схема питания тягового двигателя.

Для электропоездов переменного тока типа ЭР-9П серийно выпускаются выпрямительные установки УВП-3 на вентилях ВЛ200 не ниже 8-го класса [Л. 100]. Основные технические данные установки следующие:

Номинальное выпрямленное напряжение, В	1650
Номинальный выпрямленный ток, А . . .	600
Допустимые перегрузки по току, А:	
в течение 1 мин	1000
в течение 30 с	1200
Номинальная мощность, кВт	990
Максимальное обратное амплитудное напряжение, В	3600
Схема выпрямления	Однофазная мостовая
Охлаждение	Воздушное принудительное
Габаритные размеры, мм	1270×920×900
Масса, кг	400

Каждое плечо однофазного моста выпрямительной установки состоит из трех параллельных ветвей по шесть последовательно включенных вентилей в каждой ветви. Всего в установке 84 вентиля: 72 основных и 12 вспомогательных. Установка выполнена в пыленепроницаемом кожухе и монтируется под рамой моторного вагона. Вы-

прямитель УВП-3 получает питание от трансформатора ОЦР-1000/25.

Регулирование выходного напряжения выпрямителей производится переключением с помощью контакторов секций вторичной обмотки силового трансформатора. Использование дополнительных вентилей позволяет производить практически бестоковое отключение контакторов при переходе со ступени на ступень благодаря выключению вентиля нижней ступени при включении более высокой ступени.

Для питания тяговых двигателей электровозов применяются выпрямительные установки типа ВУК [Л. 101]. Так, в электровозах ВЛ-50К используются выпрямители ВУК-40001. Их основные технические данные следующие:

Номинальное выпрямленное напряжение, В	1350
Номинальный выпрямленный ток, А	3200
Допустимая перегрузка по току в течение 0,02 с, кА	18
Длительно допустимое обратное напряжение, В . . .	2400
Габариты, мм (высота × ширина × глубина)	1488×1650×730
Масса, кг, не более	650

Выпрямитель собран по однофазной мостовой схеме и предназначен для длительной работы с принудительным воздушным охлаждением, которое обеспечивается системой вентиляции электровоза. Каждое плечо моста содержит четыре последовательно и 12 параллельно соединенных вентилей типа ВЛ200 не ниже 8-го класса.

Для равномерного распределения токов по параллельно соединенным ветвям в каждой цепочке устанавливаются вентили с одинаковыми прямыми падениями напряжения. В связи с применением лавинных вентилей специальные делители обратных напряжений не устанавливаются.

Защита от токов короткого замыкания и перегрузок производится с помощью дифференциальных токовых реле и главного выключателя электровоза.

По таким же схемным и конструктивным принципам выполнены преобразователи типа ВУК-60-4 (3000 А, 2500 В) для электровозов ВЛ-60К и ВУК-6700 (1600 А, 4200 В), которые эксплуатируются в электровозах двойного питания (постоянным и переменным током).

В установке ВУК-60-4УР наряду с диодами применены тиристоры типа Т160, позволяющие осуществить плавное регулирование выходного напряжения между ступенями питающего трансформатора.

На электровозах переменного тока перспективно применение полностью управляемых тиристорных выпрямителей. Наряду с плавным регулированием скорости они позволяют благодаря переводу в инверторный режим осуществить торможение с рекуперацией энергии в сеть.

Для питания выпрямленным током тяговых двигателей тепловозов с передачей переменно-постоянного тока предназначены преобразователи серии УВКТ. Электрическая схема преобразователя — два параллельно соединенных трехфазных моста. Преобразователь выполнен на вентилях ВЛ200-8, охлаждение — воздушное принудительное.

Выпрямители получают питание от синхронного генератора тепловоза с напряжением 575 В и частотой, изменяющейся от 30 до 130 Гц. Статорная обмотка выполнена в виде двух звезд, напряжения которых сдвинуты на 30°.

Выпрямленное напряжение составляет 750 В, номинальный ток зависит от типа установки и достигает 5700 А.

8-5. ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Для возбуждения синхронных машин требуется источник постоянного тока, так называемый возбудитель, который является одним из важнейших элементов систем возбуждения электрических машин.

Система возбуждения должна обеспечивать быстрое изменение тока возбуждения с тем, чтобы поддерживать неизменным напряжение на шинах генератора не только при изменениях режима, но и в самом переходном процессе.

Возбудители характеризуются следующими параметрами:

1) номинальным током и напряжением, т. е. током и напряжением при номинальной нагрузке генератора;

2) потолочными значениями тока и напряжения, т. е. током и напряжением при форсировании возбуждения генератора;

3) скоростью подъема напряжения на обмотке возбуждения генератора;

4) длительностью режима форсировки возбуждения.

Согласно ГОСТ для турбогенераторов и синхронных компенсаторов потолок должен быть не менее 2, для гидрогенераторов — от 1,8 до 4. Допустимая длительность двукратного форсирования возбуждения принята равной 20 с для трубогенераторов мощностью 165 МВт и более, а для генераторов меньшей мощности 50 с. Режим форсирования возбуждения генераторов обычно осуществляется при понижении напряжения в сети на 10—15% и более.

Повышение мощности генераторов сопровождается значительным увеличением мощности возбуждения машины. Так, мощности возбуждения турбогенераторов 200, 300, 500 МВт с форсированным охлаждением составляют соответственно 850, 1300, 1700 — 2300 кВт. Дальнейшее увеличение мощностей турбогенераторов вызовет еще большее возрастание мощности возбуждения. При небольшом увеличении напряжения на обмотке ротора значительно возрастают токи возбуждения, которые будут достигать 10 000 А и более. Эти обстоятельства обусловили необходимость создания мощных возбудителей с применением полупроводниковых вентилей, так как уже для турбогенераторов мощностью 165—200 МВт оказалось невозможным применение обычного способа возбуждения с помощью возбудителя постоянного тока, сочлененного непосредственно с валом турбогенератора из-за невозможности выполнения такого возбудителя по условиям коммутации и механической прочности коллектора.

а) Диодные преобразователи для возбуждения синхронных генераторов

В настоящее время широкое применение для возбуждения мощных турбогенераторов нашли неуправляемые полупроводниковые выпрямители.

Диодные преобразователи широко применяются для возбуждения турбогенераторов мощностью 165, 200, 300 и 500 МВт серии ТВВ завода «Электросила».

Упрощенная принципиальная схема системы высокочастотного возбуждения турбогенераторов мощностью 165—200 МВт приведена на рис. 8-15. Основные элементы системы возбуждения следующие: генератор повышенной частоты (f=500 Гц) *ВГТ* индукторного типа, полупроводниковые выпрямители *ВУТГ*, автоматический регулятор *АРВ* и подвозбудитель постоянного тока *ПВ*

или переменного тока. Подвозбудитель и индукторный генератор сочленены с валом турбогенератора *ТГ*. Генераторы повышенной частоты *ВГТ* являются источниками питания для выпрямителей *ВУТГ*. Нагрузкой выпрямителей служит обмотка возбуждения турбогенератора ОВТГ.

Возбуждение *ВГТ* осуществляется с помощью двух обмоток: обмотки независимого возбуждения *ОНВ* и

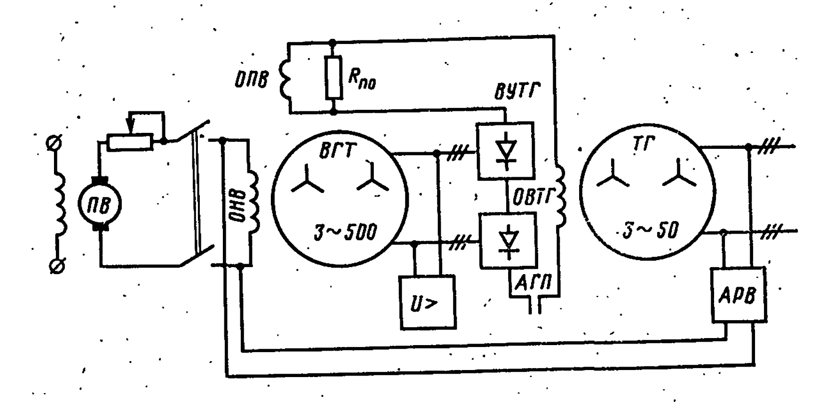


Рис. 8-15. Схема высокочастотного возбуждения турбогенератора.

ТГ — турбогенератор; *ВТГ* — вспомогательный генератор повышенной частоты; *ВУТГ* — выпрямительная установка турбогенератора; *ОВТГ* — обмотка возбуждения турбогенератора; *ОНВ* — обмотка независимого возбуждения вспомогательного турбогенератора; *ОПВ* — обмотка последовательного возбуждения вспомогательного турбогенератора; *ПВ* — подвозбудитель; *АГП* — автомат гашения поля; *АРВ* — автоматический регулятор возбуждения; *И* — реле напряжения; $R_{п.о}$ — шунтирующий резистор последовательной обмотки.

обмотки последовательного возбуждения *ОПВ*. Регулирование напряжения *ВГТ* осуществляется с помощью обмотки независимого возбуждения, питаемой либо от подвозбудителя *ПВ*, либо от автоматического регулятора *АРВ*.

Для высокочастотных систем возбуждения турбогенераторов были разработаны два основных типа выпрямителей, параметры которых приведены в табл. 8-1.

Основой выпрямителей служат кремниевые вентили типа В200 классов 5—6. Для возбуждения турбогенераторов используются комплекты преобразователей, состоящие из двух выпрямительных шкафов. Выпрямители типа ВУТГ-3000 имеют еще и резервный вентилятор, который системой воздуховодов соединен с выпрямительными шкафами.

В каждом выпрямительном шкафу вентили соединены по схеме трехфазного моста. В плече моста 12 параллельных ветвей и в каждой ветви по два вентиля последовательно. Для выравнивания напряжения на последовательно включенных вентилях параллельно им включены шунтирующие резисторы типа ПЭВ-15 сопротивлением 1800 Ом и *RC*-цепи, состоящие из резисторов типа ПЭВ-10 сопротивлением 10 Ом и конденсаторов емкостью 0,5 мкФ. Вентили, конденсаторы и резисторы собраны в блоки. В одном выпрямительном шкафу шесть блоков.

Таблица 8-1

Тип выпрямителя	Тип турбогенератора	Ток ротора, А	Напряжение ротора, В
		Номинальные значения	
ВУТГ-3000-I	ТВВ-165-2	2100	370
ВУТГ-3000-I	ТВВ-200-2	2700	320
ВУТГ-3000-II	ТВВ-300-2	2900	440
ВУТГ-4000	ТВВ-500-2	4100	460

Индуктивные делители тока выполнены одновитковыми, включены на стороне переменного тока и конструктивно так оформлены, что представляют единое целое с силовыми шинами, подводящими переменный ток. Делители обеспечивают равномерность распределения тока в пределах 0,9—1,1 среднеарифметического значения.

Для отвода тепловых потерь, выделяемых в вентилях, предохранителях, шинах и других элементах выпрямителя, применена система воздушно-водяного охлаждения с замкнутой циркуляцией охлаждающего воздуха.

В нижней части каркаса выпрямителя расположен водяной теплообменник. Охлаждающий воздух движется через вентили снизу вверх в центральной части выпрямителя. Вверху, за вентилятором, воздух разбивается на два потока, движущихся по боковым коробам сверху вниз. Внизу нагретый воздух отдает тепло воде, проходящей через теплообменник. Такая система охлаждения выпрямителя была принята ввиду высокой запыленности воздуха на тепловых электростанциях. В аварийных случаях при повышении температуры охлаждающего воздуха выше установленной нормы или при отказе основного

вентилятора предусмотрен автоматический переход на разомкнутый цикл воздушного охлаждения. В этом случае через автоматически открывающиеся боковые и верхние створки в выпрямительных шкафах охлаждающий воздух в центральную часть шкафов подается резервным вентилятором (боковые короба при этом перекрываются боковыми створками).

Выпрямитель имеет сигнализацию о неисправности вентилей, выполненную с помощью малогабаритных реле, включенных в диагональ диодного моста. Сигнализация о движении охлаждающего воздуха выполнена на базе ветрового реле, а сигнализация о неисправности водяной системы — на базе реле давления с электрическим контактом. Температура воздуха контролируется термометром сопротивления.

Для турбогенераторов типов ТВВ-165, ТВВ-200 и ТВВ-300 конструкция выпрямителя унифицирована; различаются они только классом устанавливаемых вентилей.

Выпрямитель ВУТГ-4000 для возбуждения турбогенераторов типа ТВВ-500-2 мощностью 500 МВт имеет принципиальную электрическую схему и число вентилей, такие же, как выпрямитель ВУТГ-3000. Главным отличием является система охлаждения вентилей, которая принята водяной. Вентили вворачиваются в радиаторы, которые крепятся на металлической трубе, покрытой тонкой электроизолирующей пленкой. Тепло от вентилей проходит через радиаторы, пленку и передается стенками трубы воде, которая протекает внутри трубы. Радиаторы вентилей собираются в блоки по 12 вентилей.

Применение такой системы водяного охлаждения позволило значительно упростить выпрямитель и систему водяного охлаждения вентилей, так как число штуцеров и уплотнений сведено до минимума, избавиться от электрического контакта вентиля и охлаждающей воды, что исключает электроэрозию охлаждающей системы и необходимость применения воды с высоким удельным электрическим сопротивлением.

Общая толщина пленки из лавсана равна 0,1 мм. При этом тепловое сопротивление охладительной системы вентиля 0,14—0,17°С/Вт. Пленка из лавсана выбрана потому, что обладает высокими электрическими и механическими свойствами. Электрическая прочность пленки достигает 140 МВ/м при температуре 150°С, по механической прочности она близка к алюминию, имеет

низкую влагопоглощаемость, не подвержена текучести при приложении длительных механических нагрузок.

Наличие больших токов (несколько тысяч ампер) при частоте 500 Гц предъявляет свои особые требования к конструкции выпрямителя, его монтажу и выбору конструкционных материалов. Например, для уменьшения полей рассеяния шины фаз переменного тока должны быть максимально сближены, конструктивные материалы, расположенные вблизи шин переменного тока 500 Гц, должны быть немагнитными (из нержавеющей стали, латуни, алюминия).

Силовые токопроводы 500 Гц от ВГТ до ВУТГ на большинстве электростанций составляют 12—20 м, вследствие чего их индуктивное сопротивление может достигать 30—35% от индуктивного сопротивления высокочастотного генератора. Поэтому необходимо располагать кремниевый выпрямитель и вести монтаж шинопровода таким образом, чтобы длина шин была минимальной, а разность в длине шин токопроводов 500 Гц не превышала 3 м. Увеличение разности длин токопроводов от индукторного генератора к каждому выпрямительному шкафу до 7—10 м приводит к ухудшению распределения выпрямленного напряжения между мостами. Неравномерность распределения напряжения между мостами может достигать 20%. Для уменьшения индуктивного сопротивления шин токопроводы целесообразно выполнять бифилярно. В системах возбуждения турбогенераторов применяют следующие способы выполнения токопроводов: кабелями (без металлических оболочек), алюминиевыми трубами по одной на фазу, алюминиевыми полосами по две на фазу и по четыре на фазу. Сейчас наиболее часто шинопроводы выполняются кабелями. Индуктивное сопротивление шинопровода длиной 1 м в зависимости от его выполнения находится в пределах $(4-9)\cdot 10^{-4}$ Ом.

Особенности работы вентилей в системах высокочастотного возбуждения мощных турбогенераторов определены прежде всего параметрами источника питания частотой 500 Гц, а также характером воздействия на выпрямитель со стороны главного турбогенератора при асинхронном ходе и мгновенных коротких замыканиях.

Полупроводниковые возбудители должны не только обеспечивать возбуждение в режиме номинальной на-

грузки генераторов и форсировочные режимы, но и выдерживать воздействия на выпрямитель со стороны ротора генератора при асинхронном ходе и мгновенных коротких замыканиях. При асинхронном ходе под действием положительной полярности напряжения скольжения протекает пульсирующий ток в обмотке ротора. При отрицательной полярности напряжения скольжения вентили полупроводникового преобразователя оказываются под напряжением обратной полярности, в результате обмотка ротора оказывается практически разомкнутой. Возникающие перенапряжения на преобразователе в асинхронном режиме зависят от скольжения.

При использовании полупроводниковых преобразователей для возбуждения генераторов необходимо провести проверку вентилей и элементов их токовой защиты в режиме мгновенного трехфазного короткого замыкания генератора. Амплитуда всплеска свободного тока ротора в этих случаях может достигать шестикратного значения по отношению к номинальному току возбуждения.

Для защиты вентилей от сверхтоков в преобразователях для возбуждения турбогенераторов применены быстродействующие плавкие предохранители типа ПНБ-5 с плавкими вставками на ток 400 А. Предохранители включены на стороне переменного тока за индуктивными делителями тока.

Наиболее тяжелым аварийным режимом для преобразователя является короткое замыкание на стороне постоянного тока. Как показал опыт эксплуатации, этот аварийный режим связан не столько с коротким замыканием на кольцах ротора или в шинопроводе постоянного тока, сколько с неправильным переходом с основной системы возбуждения турбогенератора (полупроводниковой) на резервную систему возбуждения (отдельно стоящий электромашинный возбудитель). Короткое замыкание возникает при неправильном переходе с основной системы возбуждения на электромашинную.

Для обеспечения нормального перехода с одной системы возбуждения турбогенератора на другую напряжение генератора электромашинного возбудителя должно быть установлено на 20—25% больше напряжения на обмотке возбуждения турбогенератора. Затем электромашинный возбудитель включается на обмотку возбуждения турбогенератора параллельно полупроводниковому выпрямителю. После включения ток обмотки возбуж-

дения распределяется между электромашинным и полупроводниковым возбудителями. Уменьшение тока через последовательную обмотку возбуждения полупроводникового возбудителя приводит к снижению э. д. с. индукторного генератора, а следовательно, и выпрямленного напряжения. В результате ток через полупроводниковый выпрямитель быстро снижается до нуля, а в электромашинном возбудителе увеличивается до номинального значения. Если же напряжение на генераторе постоянного тока электромашинного возбудителя было бы ниже напряжения полупроводникового выпрямителя, то ток прошел бы от полупроводникового выпрямителя в генератор постоянного тока, в результате чего последний перешел бы в двигательный режим и начал тормозиться.

В процессе торможения генератора постоянного тока его э. д. с. быстро уменьшается. При уменьшении частоты вращения генератора постоянного тока до нуля его э. д. с. уменьшается тоже до нуля, и таким образом образуется короткозамкнутый контур через щеточный аппарат и коллектор генератора постоянного тока. Система автоматического регулирования в этом случае может дать сигнал на форсировку. Этот процесс приводит к большим токовым перегрузкам полупроводникового преобразователя и перегоранию значительной части его предохранителей.

Предохранители, так же как и вентили выпрямителя, должны выдержать всплеск тока ротора при мгновенном трехфазном коротком замыкании на выводах турбогенератора без повреждения. Расчеты показывают, что если вентили и предохранители выбраны по условиям режима форсировки возбуждения, то всплеск тока ротора не является опасным для вентилей и предохранителей. И наконец, предохранители должны быть проверены на то, чтобы при двухфазном коротком замыкании, вызванном выходом из строя вентилей, в параллельной ветви плеча не были бы повреждены вентили других плеч, через которые проходит аварийный ток короткого замыкания. Как правило, при наличии нескольких параллельных ветвей в плече (более трех) перегрузки не являются опасными для вентилей.

На основе полупроводниковых вентилей разработан ряд систем возбуждения гидрогенераторов небольшой мощности.

б) Тиристорные преобразователи для возбуждения синхронных генераторов

Неуправляемые выпрямители обеспечили высокую надежность, высокие энергетические показатели и простоту обслуживания. Однако эта система возбуждения не может обеспечить быстродействующего регулирования ввиду того, что регулирование выпрямленного напряжения осуществляется путем изменения возбуждения высокочастотного возбудителя. В то же время в ряде случаев целесообразно применение быстродействующего регулирования.

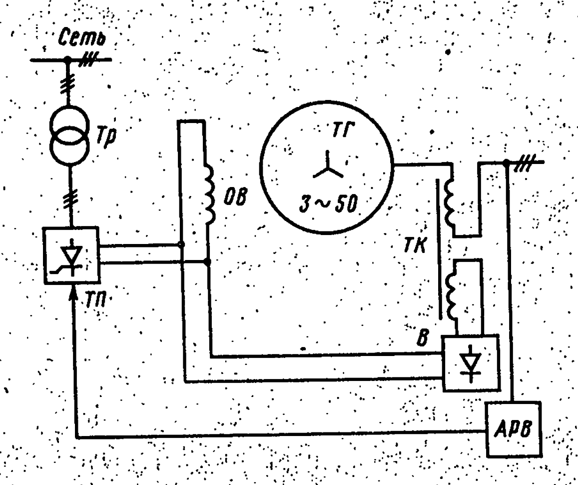


Рис. 8-16. Диодно-тиристорная система возбуждения.

ТГ — синхронный генератор; *Тр* — трансформатор; *ТП* — тиристорный преобразователь; *В* — диодный выпрямитель; *ТК* — трансформатор компаундирования; *ОВ* — обмотка возбуждения; *АРВ* — автоматический регулятор возбуждения.

Принципиальная электрическая схема диодно-тиристорной системы возбуждения приведена на рис. 8-16.

В этой системе возбуждения неуправляемый выпрямитель *В*, длительная нагрузка которого около 60% мощности возбуждения, питается от последовательного трансформатора *ТК* и дает составляющую возбуждения, пропорциональную току статора. Управляемый преобразователь *ТП* питается от отдельного трансформатора *Тр*

и имеет длительную нагрузку около 40% полной мощности возбуждения.

Тиристорный преобразователь обеспечивает все необходимые пределы регулирования напряжения в нормальных режимах и форсировку возбуждения при удаленных коротких замыканиях. При близких коротких замыканиях форсировка обеспечивается неуправляемым выпрямителем. При этом *ТП* практически полностью разгружается.

Такая система применена для возбуждения турбогенераторов мощностью 50 и 200 МВт.

Тиристорный преобразователь выполнен по схеме трехфазного полностью управляемого моста. Схема управления тиристорами встроена в выпрямительный шкаф. Охлаждение вентилей воздушное, с замкнутой циркуляцией воздуха.

Принципиальная электрическая схема системы возбуждения капсульных гидрогенераторов мощностью 45 МВт аналогична схеме, приведенной на рис. 8-16. Номинальные параметры возбуждения капсульных гидрогенераторов и преобразователей для возбуждения ток 1300 А, напряжение 300 В, форсировка двукратная в течение 50 с. Охлаждение вентилей водяное, через изолирующую лавсановую пленку. Блок управления тиристорами встроен в выпрямитель. Тиристоры управляются импульсами, сдвинутыми на 60° и имеющими ширину 200—250 мкс.

Тиристорная система возбуждения применена для возбуждения турбогенератора мощностью 800 МВт. Упрощенная принципиальная схема системы тиристорного возбуждения одновального турбогенератора типа ТВВ-800-2 приведена на рис. 8-17.

Основные элементы системы возбуждения следующие: главный генератор *ТГ*, вспомогательный генератор *ВГ*, преобразователи тиристорные главного генератора *ПТ-ТГ* и вспомогательного генератора *ПТ-ВГ*, автоматические регуляторы возбуждения *АРВ-ТГ* и *АРВ-ВГ*.

Вспомогательный генератор *ВГ* является источником питания для тиристорных преобразователей *ПТ-ТГ*. Нагрузкой тиристорных преобразователей служит обмотка возбуждения турбогенератора *ОВТГ*. Обмотка возбуждения вспомогательного генератора *ОВВГ* питается от тиристорного преобразователя *ПТ-ВГ*, который подключен к вспомогательному трансформатору *Тр*.

Напряжение на обмотках возбуждения регулируется автоматическими регуляторами *АРВ-ТГ* и *АРВ-ВГ*.

Для возбуждения турбогенератора 800 МВт используется тиристорный преобразователь типа ПТ-ВТ-2300-460/5000. Силовая часть преобразователя

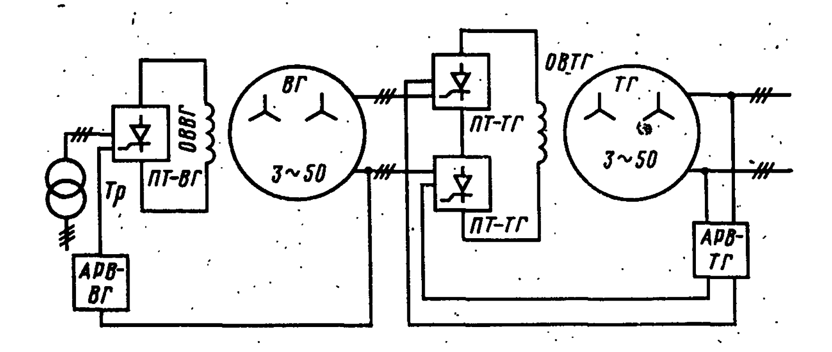


Рис. 8-17. Схема тиристорного возбуждения одновального турбогенератора 800 МВт.

ТГ — турбогенератор; *ОВТГ* — обмотка возбуждения турбогенератора; *ПТ-ТГ* — преобразователь тиристорный турбогенератора; *АРВ-ТГ* — автоматический регулятор возбуждения турбогенератора; *ВГ* — вспомогательный генератор; *ОВВГ* — обмотка возбуждения вспомогательного генератора; *ПТ-ВГ* — преобразователь тиристорный вспомогательного генератора; *АРВ-ВГ* — автоматический регулятор возбуждения вспомогательного генератора; *Т* — трансформатор.

выполнена в виде двух трехфазных тиристорных мостов. Мосты на стороне постоянного тока соединены последовательно. Предусмотрена возможность параллельного соединения мостов при соответствующей замене ротора. Основные параметры каждого тиристорного моста следующие: номинальный ток 5000 А, номинальное напряжение 460 В, ток форсировки до 10 000 А, напряжение форсировки до 960 В. Преобразователь должен выдерживать в нестационарных режимах перенапряжения с амплитудой до пятикратного номинального напряжения преобразователя, а при отключении вспомогательного генератора до 3000 В в течение 10 с.

Основой тиристорных преобразователей служат тиристоры типа ТЛ250-7. Последовательно с тиристорами включены предохранители ПНБ-5-400 с плавкой вставкой на 315 А. В плече моста 16 параллельных ветвей и в каждой ветви по три вентиля последовательно. Охлаждение тиристоров водяное, через изолирующую лавсано-

вую пленку, температура охлаждающей воды не выше 41°С, расход охлаждающей воды 32 м³/ч на оба моста. При прекращении протекания охлаждающей воды преобразователь обеспечивает в течение времени до 7 мин ток 5000 А, 15 мин — 4000 А и длительно — 3000 А. Схема управления тиристорами встроена в преобразователи. Схема управления имеет шесть гальванических несвязанных входов, в том числе вход для подачи сигналов, переводящих преобразователь в инверторный режим при гашении поля и релейном развозбуждении турбогенератора, и вход с повышенной прочностью изоляции для подачи сигналов обратной связи по напряжению выхода преобразователя.

Система управления обеспечивает нормальную работу преобразователя во всех режимах при изменении напряжения питания в пределах ±10% длительно и ±25% кратковременно, а также при изменении частоты питающего напряжения в пределах ±2,5 Гц длительно. Нормальная работа преобразователя обеспечивается при наличии в напряжении питания коммутационных провалов шириной до 40°. Тиристоры управляются узкими сдвоенными импульсами, сдвинутыми на 60°.

Для обеспечения работы преобразователя при выходе из строя *АРВ* предусмотрен блок ручного управления.

Равномерное деление токов по параллельным ветвям осуществляется с помощью индуктивных делителей тока, включенных на стороне переменного тока моста. При выходе из строя четырех ветвей преобразователь обеспечивает номинальный режим с запретом форсировки, а двух ветвей — номинальный с форсировкой.

В настоящее время в некоторых приемных энергосистемах возникают трудности поддержания желаемого режима напряжения на зажимах электроприемников из-за избытка емкостной мощности, генерируемой длинными высоковольтными линиями при малых нагрузках.

Избыток реактивной мощности может быть скомпенсирован синхронным компенсатором, работающим в режимах недовозбуждения и отрицательного возбуждения. Перевод синхронного компенсатора в режим работы с отрицательной полярностью тока возбуждения позволяет увеличить его потребляемую мощность в 2 раза по сравнению с режимом недовозбуждения. Так, синхрон-

ный компенсатор номинальной мощностью 50 Мвар емкостных может быть загружен индуктивной мощностью до 30 Мвар вместо 15 Мвар при однополярном возбуждении.

Система знакопеременного возбуждения синхронных компенсаторов с реверсивным тиристорным выпрямителем приведена на рис. 8-18. Эта быстродействующая

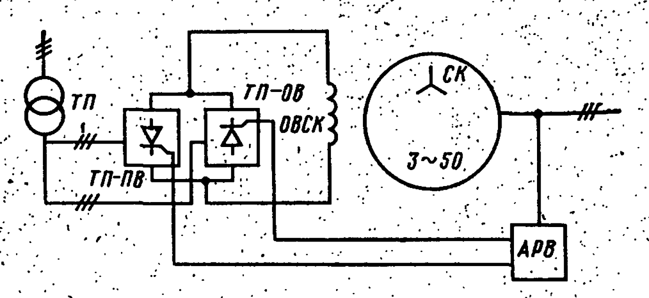


Рис. 8-18. Схема тиристорного знакопеременного возбуждения синхронного компенсатора.

СК — синхронный компенсатор; *ОВСК* — обмотка возбуждения синхронного компенсатора; *ТП-ПВ* — тиристорный преобразователь положительного возбуждения; *ТП-ОВ* — тиристорный преобразователь отрицательного возбуждения; *ТП* — трансформатор преобразователей; *АРВ* — автоматический регулятор возбуждения.

тиристорная система возбуждения обеспечивает работу синхронного компенсатора в режиме потребления реактивной мощности с отрицательным током возбуждения.

Питание обмотки возбуждения синхронного компенсатора *ОВСК* осуществляется либо от тиристорного преобразователя положительного возбуждения *ТП-ПВ*, либо от тиристорного преобразователя отрицательного возбуждения *ТП-ОВ*, причем тиристорные преобразователи положительного и отрицательного возбуждения имеют различные параметры. Так, для синхронного компенсатора типа КСВ-50000/11 возбудитель должен обеспечивать для положительного возбуждения длительно ток 2400 А и напряжение 480 В, в то время как для обеспечения отрицательного возбуждения компенсатора достаточно тока 400 А при напряжении 56 В.

В системе возбуждения предусмотрена возможность ручного управления преобразователями.

В [Л. 105] приведен опыт наладки реверсивной тиристорной системы возбуждения с регулятором сильного

действия для синхронного компенсатора КСВ-50000/11. Тиристорный возбудитель выполнен по схеме самовозбуждения с одной группой вентилей и реверсором. Реверсор выполнен на базе быстродействующих выключателей типа ВАБ-43-1-6000.

Перемена полярности возбуждения производится при токе ротора, близком к нулю, с контролем направления

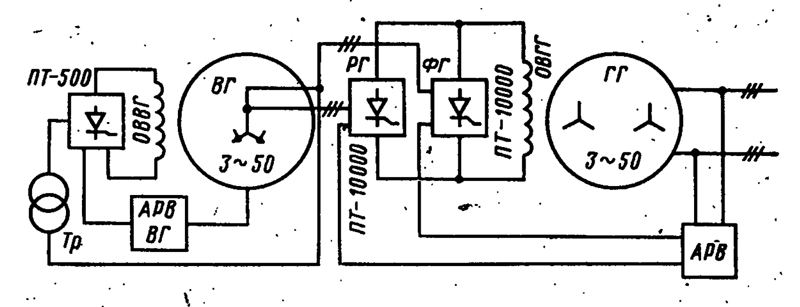


Рис. 8-19. Схема возбуждения гидрогенератора мощностью 178 МВт. *ГГ* — гидрогенератор; *ОВГГ* — обмотка возбуждения гидрогенератора; *РГ* — рабочая группа; *ФГ* — форсировочная группа; *ВГ* — вспомогательный генератор; *ОВВГ* — обмотка возбуждения вспомогательного генератора; *АРВГГ* — автоматический регулятор возбуждения гидрогенератора; *АРВВГ* — автоматический регулятор вспомогательного генератора; *Т* — трансформатор; ПТ-500 — тиристорный преобразователь возбуждения вспомогательного генератора.

тока ротора. Время переключения схемы реверса не превышает времени переходного процесса для встречно-параллельной схемы с пониженным напряжением питания отрицательного преобразователя и составляет 0,25—0,3 с.

На рис. 8-19 приведена упрощенная схема независимого возбуждения гидрогенераторов мощностью 178 МВт для ГЭС «Джердап—Железные ворота». Для системы независимого возбуждения главного генератора и системы самовозбуждения вспомогательного генератора гидрогенераторов мощностью 178 МВт используется комплект тиритορных преобразователей типов ПТ-10000 и ПТ-500. Основой преобразователей являются тиристоры типа ТЛ250. Тиристорный преобразователь системы независимого возбуждения главного генератора выполнен двухгрупповым с рабочей (ПТ-10000-РГ) и форсировочной (ПТ-10000-ФГ) группами вентилей. Обе группы преобразователя выполнены по трехфазной мостовой схеме. Они идентичны по конструкции и электрической схеме, включены параллельно на общую нагрузку — ротор генератора. Номинальный ток преобразователей

ПТ-10000 равен 1950 А, напряжение 440 В. Напряжение в форсированном режиме возбуждения 850 В, а ток 3450 А. При отключении какого-либо преобразователя (рабочего или форсировочного) оставшийся обеспечивает номинальные параметры возбуждения гидрогенератора.

В плече моста восемь параллельных ветвей с четырьмя последовательно включенными тиристорами. Для равномерного распределения обратных напряжений по последовательно соединенным тиристорам они шунтируются резисторами. Равномерное распределение токов по параллельным ветвям обеспечивается индуктивными делителями тока.

Защита тиристоров от токовых перегрузок осуществляется с помощью предохранителей типа ПНБ-5 с плавкой вставкой на 315 А. Защита тиристоров от коммутационных перенапряжений выполнена с помощью *RC*-цепей, устанавливаемых параллельно тиристорам.

Сигнализация о перегорании предохранителей в преобразователе выполнена с использованием вспомогательных контактов предохранителей. При выходе из строя любого тиристора загорается соответствующая сигнальная лампа на передней двери ПТ-10000. Сигнальные лампы включены в диагонали мостов, образованных четырьмя парами вентилей.

Охлаждение тиристоров в преобразователях ПТ-10000 осуществляется с помощью рабочих вентиляторов, расположенных в верхней части шахты с охладителями тиристоров. В случае выхода из строя рабочего вентилятора от ветрового реле с помощью соответствующих пускателей включаются резервные вентиляторы, расположенные в нижней части шахты с вентилями. При необходимости можно резервный вентилятор (нижний) использовать в рабочем режиме, а верхний в резервном.

Управление тиристорами осуществляется блоками управления, встроенными в выпрямительные шкафы. Допустимое изменение напряжения питания: длительно +10%, —15%, кратковременно +25%, —25%.

Номинальная частота питающего напряжения 50 Гц, допустимые изменения частоты длительно —3 Гц, +2 Гц, кратковременно —10 Гц, +23 Гц.

Блок управления тиристорами обеспечивает формирование сдвинутых на 60° отпирающих импульсов шириной до 800 мкс и изменение фазы этих импульсов

в соответствии с напряжением управления на входе системы.

Блок управления работает в соответствии с вертикальным принципом управления фазой управляющего импульса. При этом на входе блокинг-генератора сравниваются два напряжения: переменное от генератора пилообразного напряжения и регулируемое постоянное напряжение с выхода магнитного усилителя. Магнитный усилитель питается от источника напряжения с частотой 3000 Гц и выполняет роль суммирующего устройства. Он имеет пять гальванически несвязанных входов: от автоматического регулятора возбуждения, для введения обратных связей, смещения, релейного и ручного управления. Предусмотрена также возможность ручного дистанционного управления тиристорным преобразователем.

В [Л. 106] описаны тиристорные преобразователи для систем возбуждения крупных синхронных генераторов и компенсаторов. Все тиристорные преобразователи разработаны на основе серийно освоенных промышленностью тиристоров типа ТЛ250.

В преобразователях применена схема управления тиристорами с широким управляющим импульсом. Охлаждение тиристоров водяное дистиллированной водой. Схема соединения тиристоров в преобразователях — трехфазная мостовая.

Номинальный выпрямленный ток преобразователей от 1600 до 3200 А при номинальном напряжении 400—525 В. Они должны обеспечивать режим двукратной форсировки по току и напряжению.

в) Вращающиеся полупроводниковые преобразователи для возбуждения синхронных машин

Все системы возбуждения неподвижным полупроводниковым выпрямителем требуют применения контактных колец для токоподвода к обмотке ротора возбуждаемой машины. При токах ротора 8000-10 000 А и более работа щеточного контактного аппарата, с помощью которого в настоящее время осуществляется подвод тока к ротору турбогенератора, становится очень сложной и недостаточно надежной. Поэтому решение проблемы надежного подвода тока к обмотке ротора стало одной из важнейших задач. Одним из путей решения этой задачи являются разработка и создание бесщеточной (бесконтакт-

ной) системы возбуждения на базе полупроводниковых преобразователей, вращающихся вместе с валом турбогенератора.

Создание таких возбудителей с частотой вращенич 3000 об/мин связано с большими трудностями. Необходимо иметь специальные вентили, предохранители и другие комплектующие изделия, способные в течение длительного времени работать под действием центробежных ускорений, равных 50 000—70 000 м/с². Вентили и другие элементы схемы должны обладать очень высокой надежностью, так как замена их сопряжена с необходимостью остановки турбогенератора, что требует значительного времени и приводит к ухудшению эксплуатационных показателей.

В 1967 г. введена в эксплуатацию первая в нашей стране бесщеточная диодная система возбуждения турбогенератора мощностью 30 МВт.

В 1968 г. введена в промышленную эксплуатацию бесщеточная диодная система возбуждения на синхронном компенсаторе мощностью 50 Мвар. В настоящее время работа ведется с бесщеточными диодными возбудителями для турбогенераторов 200 и 300 МВт и выполняются разработки бесщеточных диодных возбудителей для турбогенератора 1200 МВт.

Считается, что в ближайшем будущем наиболее перспективным явится тиристорный бесщеточный возбудитель со сверхпроводящей обмоткой возбуждения и криогенным охлаждением обмотки якоря. Сверхпроводящая обмотка возбуждения возбудителя помещается в криостат, который заполняется жидким гелием. Обмотка якоря возбудителя, выполненная с внутренним каналом, охлаждается криогенной жидкостью (например, водородом или азотом), протекающей по этому каналу. В эту цепь охлаждения последовательно могут быть включены также полупроводниковые вентили и обмотка ротора турбогенератора [Л. 107].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шалимова К. В.** Физика полупроводников. М., «Энергия», 1976. 416 с.
2. **Зи С. М.** Физика полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 655 с.
3. **Челноков В. Е., Евсеев Ю. А.** Физические основы работы силовых полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 279 с.
4. **Кузнецов О. А., Стиоп Я. И.** Полупроводниковые выпрямители. М., «Энергия», 1966. 272 с
5. **Управляемые** полупроводниковые вентили. М., «Мир», 1967. 456 с. Авт.: Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер и др.
6. **Кремниевые** вентили. М., «Энергия», 1968. 304 с. Авт.: Ф. Г. Амелин, В. Б. Братолюбов и др.
7. **Кузьмин В. А.** Тиристоры малой и средней мощности. М., «Советское радио», 1971. 184 с.
8. **Heumann K., Stumpe A. C.** Thristoren (Eigenschaften und Anwendungen). Stuttgart, B. G. Teubner, 1969. 348 S.
9. **Тиристоры** (технический справочник). Пер. с англ. Под ред. В. А. Лабунцова и др. М., «Энергия», 1971. 560 с.
10. **Давидов П. Д.** Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1967. 144 с.
11. **Каганов И. Л.** Электронные и ионные преобразователи. Ч. I. М.—Л., Госэнергоиздат, 1950. 664 с.
12. **Каганов И. Л.** Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. М.—Л., Госэнергоиздат, 1956. 528 с.
13. **Электропередачи** постоянного тока как элемент электрических систем. М., Изд-во АН СССР, 1962. 340 с. Авт.: Л. Р. Нейман и др.
14. **Толстов Ю. Г., Мосткова Г. П., Ковалев Ф. И.** Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители. М., Изд-во АН СССР, 1963. 174 с.
15. **Судовые** статические преобразователи. Л., «Судостроение», 1965. 242 с. Авт.: Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова и др.
16. **Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В И.** Основы преобразовательной техники. М., «Высшая школа», 1974. 430 с.
17. **Размадзе Ш. М.** Электромагнитные процессы в системах с мощными преобразовательными установками. Тбилиси, Изд-во Грузинского политехнического ин-та имени В. И. Ленина, 1960. 275 с.
18. **Чернышов М. А.** Инверторные агрегаты тяговых подстанций. М., Трансжелдориздат, 1956.
19. **Мощные** управляемые выпрямители для электроприводов постоянного тока. М., «Энергия», 1975. 208 с. Авт.: Э. М. Аптер, Г. Г. Жемеров и др.
20. **Lappe R.** Stromrichter. Berlin, Verlag Technik, 1958. 391 S.
21. **Wasserrab Th.** Schaltungslehre der Stromrichtertechnik. Berlin, Springer-Verlag, 1962. 466 S.

22. **Атабеков Г. И.** Теоретические основы электротехники. Ч. I. М., «Энергия», 1970. 592 с.

23. **Рогинский В. Ю.** Электропитание радиоустройств. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 363 с.

24. **Конторович М. И.** Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. М., Гостехиздат, 1955. 228 с.

25. **Булгаков К. В., Лоскутов Е. Д.** Анализ низкочастотных гармоник выходного напряжения управляемых выпрямителей. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1970, № 6, с. 861—866.

26. **Волков В. Н., Обухов С. Г.** Классификация систем управления преобразователями частоты. — В кн.: Промышленная электроника. Труды МЭИ, вып. 122, 1972, с. 36—41.

27. **Унифицированная** система управления статическими преобразователями для электропривода. — «Электротехническая промышленность. Электропривод», 1971, вып. 9, с. 9. Авт.: Л. П. Деткин, А. Л. Писарев, А. Е. Рефес и др.

28. **Деткин Л. П.** Структурные схемы систем управления вентильными преобразователями для электропривода. — «Электротехническая промышленность. Электропривод», 1971, вып. 8, с. 22—25.

29. **Писарев А. Л., Деткин Л. П.** Управление тиристорными преобразователями. М., «Энергия», 1975. 263 с.

30. **Вчерашний В. П., Баранова Э. Г., Лукьянов Л. М.** Одноканальные системы управления многофазными вентильными преобразователями. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1970, вып. 7, с. 10—14.

31. **Унифицированные** устройства и системы управления электроприводами. — «Электричество», 1973, № 3, с. 54. Авт.: А. В. Бирюков и др.

32. **Принципы** построения и основные направления развития систем импульсно-фазового управления тиристорами. — В кн.: Электроэнергетика и автоматика. Вып. 16, Кишинев, «Штиинца», 1973, с. 3—15. Авт.: Е. В. Мельников, В. Д. Кочетков, С. С. Крылов и др.

33. **Феоктистов В. П.** Дискретные фазосдвигающие устройства для управления преобразователями переменного тока — «Электротехническая промышленность Преобразовательная техника», 1974, вып. 2(49), с. 26—29.

34. **Rëeve J.** Logic control apparatus to control the firing angle of valves in a converter. Пат. США № 3803476.

35. **Spooner F. E.** Post office modular power plant. Part II. A standard thyristor firing system. — «Ind. and Sci. Synop. Reat. Serv.», 1975, № 427, p. 8—17.

36. **Kaiser G.** Halozati aramiranyito digitalis elven felepitett vezerlö bezchdezёse. — «Elektrotechnika» (Magy), 1973, t. 66, № 9/10, s. 373—375.

37. **Лабунцов В. А., Обухов С. Г., Волков В. Н.** Цифровые системы управления вентильными преобразователями частоты с непосредственной связью. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1972, вып. 1(25), с. 20—22.

38. **Hermann D.** Digitale Zündwinkelsteuerung für eine Drehstrombrucke zum Betrieb an Netzen mit starken Frequenz- und Spannungsschwankungen. — «Elektrotechn. Ztschr.», 1973, Bd A-94, № 1, S. 31—34.

39. **Зюбин В. Ф., Лабунцов В. А.** Построение цифровых систем управления вентильными преобразователями переменного тока. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1971, вып. 15, с. 25—27.

40. **Одноканальная** система управления выпрямителем с широким диапазоном регулирования угла зажигания. — «Электротехника», 1970, № 11, с. 8—10. Авт.: В. Л. Анхимюк, О. П. Ильин, Г. П. Шейна и др.

41. **Ткаленко В. А., Корнеев А. Н., Савченко Н.** Трехфазное трехканальное устройство управления тиристорами. — «Промышленная энергетика», 1972, № 1, с. 12—14. Библ. 2 назв.

42. **Влияние** коммутационных искажений сети на устройства фазового управления тиристорными преобразователями. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1970, вып. 6, с. 10—14. Авт.: М. В. Ольшванг, Г. В. Кондаков, В. В. Левченко и др.

43. **Жемеров Г. Г., Ильюхин В. И., Тальянский Д. Б.** Фазосмещающее устройство для тиристорных преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1974, вып. 3(50), с. 20—22.

44. **Шипилло В. П., Булатов О. Г.** Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями. М., «Энергия», 1966. 144 с.

45. **Белов Г. А.** Нуль-орган для систем управления тиристорными преобразователями. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 5, с. 572—574.

46. **Баранова Э. Г., Вчерашний В. П., Лукьянов Л. М.** Применение интегральных схем для реализации цифровых систем управления вентилями преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1971, вып. 22, с. 26—28.

47. **Бабанов И. А., Блох Г. М., Вчерашний В. П.** Применение интегральных схем для реализации аналоговых систем управления вентилями преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1973, вып. 12(47), с. 22—23.

48. **Демидов С. Л., Яцук В. Г.** Полупроводниковая система управления тиристорными преобразователями. — «Электротехническая промышленность. Силовая полупроводниковая техника», 1969, № 12, с. 35—36.

49. **Вчерашний В. П.** Выходные устройства системы управления тиристорами с преобразованием отпирающих импульсов на промежуточной частоте. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1972, вып. 6(30), с. 25—27.

50. **Забровский С. Г.** Схемы управления на транзисторно-трансформаторных ключах. — В кн.: Преобразовательная техника. М., «Наука», 1970.

51. **Забровский С. Г., Колоколкин А. М., Наталкин А. В.** Система управления инверторами с регулируемой частотой для асинхронных и синхронных двигателей. — В кн.: Применение тиристорных преобразователей в электроэнергетике. М., «Наука», 1972, с. 190—212.

52. **Толкачев А. И., Кострюков В. А., Кондаков Г. В.** Выходные каскады системы управления тиристорами. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1971, вып. 23—24, с. 17—19.

53. **Горшечников В. А.** Система управления тиристорами выпрямителя. — «Изв. вузов. Энергетика», 1974, № 7, с. 128—130.

54. **Веденеев Г. М., Вершин В. Е.** Кремниевые стабилитроны. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 96 с.

55. **Ковалев В. Н.** Тиристорный генератор импульсов для тиристорных преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1972, вып. 26, с. 22—25.

56. **Ковалев В. Н., Бильчиг В. И., Тищенко В. Г.** Усилители управляющих импульсов для серии тиристорных преобразователей.— «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1971, вып. 18, с. 3—6.

57. **Ковалев В. Н., Шапошников В. Ф.** Управляемый тиристорный генератор однополярных импульсов. Авт. свид. № 349063 (СССР). Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 25.

58. **Ковалев В. Н., Клейман Ш. Ш.** Исследования каскадного соединения импульсных трансформаторов для управления высоковольтным тиристорным преобразователем. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1972, вып. 27.

59. **Безуглый С. Л., Сидорский М. А., Кулькин Ю. Ф.** Устройство для управления последовательно соединенными секциями, состоящими из управляемых вентилей. Авт. свид. № 259998. Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 3.

60. **Системы** управления тиристорными агрегатами для мощных электроприводов постоянного тока. М., Информэлектро, 1974, 73 с. Авт.: А. К. Авдонин, Ф. С. Кобелев, Ш. Ш. Клейман и др.

61. **Возин В. М., Марченко Я. Е.** Управляющие устройства тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока. М., «Энергия», 1971. 104 с.

62. **Барский В. А.** Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. М., «Энергия», 1973. 112 с.

63. **Исследования** сканирующей токовой логики реверсивных тиристорных преобразователей для электроприводов. — «Электротехническая промышленность. Электропривод», 1971, вып. 9, с. 27—31. Авт.: В. А. Сидоренко и др.

64. **Шипилло В. П.** Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969. 400 с.

65. **Поздеев А. Д., Донской Н. В.** Влияние неполной управляемости вентильных преобразователей на устойчивость замкнутых систем. — «Электричество», 1972, № 3, с. 36—42.

66. **Принципы** моделирования управляемых вентильных преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1971, вып. 14, с. 19—24. Авт.: В. М. Никитин, Н. В. Донской, А. Д. Поздеев и др.

67. **Кунцевич В. М., Чеховой Ю. Н.** Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией. Киев, «Техніка», 1970. 330 с.

68. **Шипилло В. П.** Исследование процессов в замкнутых вентильных системах методом Z-преобразования. — «Электричество», 1969, № 11, с. 63—68.

69. **Шипилло В. П.** Применение Z-преобразования для нахождения фактора пульсаций в замкнутых системах с вентильными преобразователями. — «Электричество», 1974, № 9, с. 66—68.

70. **Воронов А. А.** Основы теории автоматического управления. Л., «Энергия», ч. 1, 1965. 396 с.

71. **Сакович А. А., Юдицкий С. Б., Абрамович М. И.** Обратимо-реверсивный преобразователь. Авт. свид. № 1966992. Опубл. в бюл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1967, № 12.

72. **Кочетков В. Д., Павлович А. Г., Рейнгольд Ю. Р.** Преобразователь на управляемых вентилях, содержащий две встречно-параллельно соединенные трехфазные выпрямительные мостовые схемы. Авт. свид. № 251075. Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1969, № 27.

73. **Рейнгольд Ю. Р., Павлович А. Г., Скрипник В. М.** Реверсивный тиристорный преобразователь с электромагнитной системой управления. «Электропривод», М., Информэлектро, 1968, вып. 1, с. 8—14.

74. **Глух Е. М., Зеленов В. Е.** Защита полупроводниковых преобразователей. М., «Энергия», 1970. 152 с.

75. **Баптиданов Л. Н., Тарасов В. И.** Электрооборудование электрических станций и подстанций. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 408 с.

76. **Соколов С. Д.** Определение установившихся токов короткого замыкания. — «Труды ЦНИИ МПС», 1958, вып. 148, с. 5—33.

77. **Упрощенный** способ расчета токов короткого замыкания машин постоянного тока. — «Электросила», 1954, № 12, с. 25—35. Авт.: Р. А. Лютер, А. Я. Бергер и др.

78. **Голубев А. И.** Быстродействующие автоматические выключатели. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955, 102 с.

79. **Umansky L. A., Linville T. M.** Speed transients of D. C. rolling mill motors. — «Electrical Engineering», 1935, № 4, с. 387—394.

80. **Слежановский О. В.** Реверсивный электропривод постоянного тока. М., «Металлургия», 1967, 424 с.

81. **Крылов С. С., Конышев Л. И.** Защита тиристорных преобразователей снятием управляющих импульсов. — «Электротехническая промышленность», 1969, вып. 338, с. 15—19.

82. **Отключаемость** мостовых полууправляемых выпрямителей. — В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств силовой преобразовательной техники в народном хозяйстве, с. 59—68. М., Информстандартэлектро, 1968. Авт.: Л. М. Поляков и др.

83. **Твердин Л. М., Ващенко А. П., Сорокина В. А.** Защита тиристорного преобразователя от чрезмерных перегрузок по току путем перевода в инверторный режим.— В кн.: Силовые полупроводниковые приборы и установки. М., Информэлектро, 1967, с. 50—87.

84. **Крылов С. С., Конышев Л. И.** Быстродействующая вентильная защита тиристорных преобразователей. — «Электротехника», № 8, 1969, с. 38—41.

85. **Куссуль А. М.** К расчету селективности защиты мощных тиристорных преобразователей для электропривода с учетом реальных характеристик быстродействующих выключателей. В кн.: «Уралэлектротяжмаш». Свердловск, Среднеуральское книжное изд-во, 1974, с. 169—173.

86. **Голубцов В. Л.** и др. Селективность защиты тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1973, вып. 4, с. 28—30.

87. **Расчет** режима двухфазного опрокидывания инвертора с учетом насыщения стержней трансформатора. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1973, вып. 6. Авт.: Г. П. Мосткова, И. В. Молостов и др.

88. **Хмельницкий Р. С.** Быстродействующий предохранитель для защиты силовых кремниевых вентилей. — «Электротехника», 1969, № 5.

89. **Коммутационная** и защитная аппаратура для тиристорных преобразователей.— В кн.: Автоматизированный электропривод в промышленности. М., «Энергия», 1974, с. 127—131. Авт.: С. С. Крылов, Г. Н. Дерим-Оглу и др.

90. **Залесский А. М.** Основы теории электрических аппаратов. М., «Высшая школа», 1974. 184 с.

91. **Боровой А. И.** Токи короткого замыкания преобразователя при пробое тиристоров. — В кн.: Силовые полупроводниковые устройства. Труды ВЭИ, вып. 75, М., «Энергия», 1967, с. 156—163.

92. **Budek J. A., Marchant A. H.** Protective methods for silicon rectifier equipments. — «Direct Current», 1964, № 4, p. 143—156.

93. **Ионные** и электронные преобразователи. М., Трансжелдориздат, 1961. 303 с. Авт.: С. Н. Засорин и др.

94. **Размадзе Ш. М.** Преобразовательные схемы и системы. М., «Высшая школа», 1967. 528 с.

95. **Полупроводниковые** выпрямители. М., «Энергия», 1967. 480 с. Авт.: Е. И. Беркович, А. И. Боровой, В. М. Венделанд и др.

96. **Монтаж,** наладка и эксплуатация полупроводниковых преобразователей тяговых подстанций. М., «Транспорт», 1972. 192 с. Авт.: С. Д. Соколов, Я. Д. Гуральник, А. М. Солянников, О. Г. Чаусов.

97. **Комплектный** выпрямительный агрегат типа ПВЭР с повышенным коэффициентом мощности и с бесконтактным регулированием выходного напряжения для тяговых подстанций постоянного тока. Материалы конференции на ВДНХ «Применение тиристоров в электроэнергетике». М., 1972, с. 16—24. Авт.: В. П. Барабан, Е. И. Беркович и др.

98. **Столярский Н. А., Богданов М. А.** Опыт эксплуатации кремниевых преобразователей тока. — «Промышленная энергетика», 1970, № 2, 18—21.

99. **Агрегаты** выпрямительные серии ВАКД и ВАКВ2. Каталог № 05.03.125-74. М., Информэлектро, 1974.

100. **Электропоезд** ЭР9П. Руководство по эксплуатации. М., «Транспорт», 1969.

101. **Выпрямительные** установки типа ВУК для электроподвижного состава. Каталог № 05.03-67-72. М., Информэлектро, 1972.

102. **Выпрямительные** агрегаты ВАК и ВАКР. Каталог № 05.03.77-71. М., Информэлектро, 1971.

103. **Выпрямительные** агрегаты ВАКГ и ВАКГР. Каталог № 05.03.77-71. М., Информэлектро, 1971.

104. **Статические** преобразователи для гальваностегии и электрохимии. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1972, вып 4(28), с. 3—5. Авт.: А. А. Поскробко, Н. Н. Бондаренко и др.

105. **Ширяев Ю. Г., Новоселов В. Т.** Опыт наладки системы реверсивного тиристорного возбуждения синхронного компенсатора КСВ-50000/11. — «Электрические станции», 1955, № 1, с. 87—92.

106. **Тиристорные** преобразователи для возбудителей мощных генераторов и компенсаторов. — «Электротехника», с. 30—32. 1972, № 3. Авт.: В. Л. Голубцов. Л. С. Флейшман и др.

107. **Глебов И. А., Федоров В. Ф.** Системы возбуждения мощных турбогенераторов, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов. — В кн.: Теоретические и электрофизические проблемы электроэнергетики. Л., «Наука», 1973.

108. **McMurray W.** Optimum snubbers for power semiconductors. — «IEEE Trans. Ind. and Gen. Applic.», 1972, vol. 1A, № 5, p. 593—600.
109. **De Bruyne P., Lawatsch H.** Sperr-spannungsverlauf eines RC-beschalteten Halbleiters beim Abschaltvorgang. — «BBC Mitt.», 1975, № 5, S. 220—224.
110. **Характеристики** нового типа ограничителей напряжения — оксидно-цинковых варисторов. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1975, вып. 8(67), с. 5—6. Авт.: В. А. Долгих и др.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

К

Л

М

Н

О

П

Р

С

Т

У

Ф

Х

Ц

Ч

Ш

Э

ОГЛАВЛЕНИЕ